

Электротехника

7 1999



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

№ 7 ИЮЛЬ 1999

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
(г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-
КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-
седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-
ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,
РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВС-
КИЙ О.В. (зам. главного редактора),
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,
УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕН-
ЦЕВ С.Н.

Издатель: **ЗАО "Знак"**

103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10

Адрес редакции:

123242, Москва,

Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

СОДЕРЖАНИЕ

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Брянцев А.М., Базылев Б.И., Бики М.А., Уколов С.В., Дол-
гополов А.Г., Лурье А.И., Евдокунин Г.А., Славин Г.А.**
Управляемые подмагничиванием шунтирующие реакторы —
новое электротехническое оборудование 1
- Зборовский И.А.** Трансформаторы для преобразователей
частоты 8
- Жуламанов М.А., Клецель М.Я.** Выбор сопротивления шунта
для каскадных трансформаторов тока 13

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Константинов В.Г.** Многофазные бесфильтровые преобразо-
ватели частоты и числа фаз для регулируемых электроприво-
дов 18
- Артамонова О.М.** Особенности функционирования многофаз-
ных импульсных преобразователей постоянного напряжения
с силовыми каналами повышающего типа 31
- Барский В.А., Брызгалов М.Г., Горайнов Н.А., Дубров Н.Н.,
Пащенко А.А., Уфимцев И.В.** Создание серии IGBT преоб-
разователей частоты для регулируемых асинхронных элект-
роприводов 38
- Голубев А.Н., Игнатенко С.В.** Оптимизация характеристик си-
лового фильтра преобразователя частоты в функции числа
фаз 42

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Аксамирский П.В., Куксанов Н.К., Малинин А.Б., Немы-
тов П.И., Салимов Р.А.** Система четырехстороннего
облучения электронами кабельных и трубчатых изделий 46
- Абрамов К.К., Чамов А.В.** Параметры передачи телеметричес-
кого кабеля для сейсмической разведки 51

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Бихман Р.И.** Линейный электромагнитный движитель 56

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

- Алехин В.А.** Регулятор на симметричном тиристоре для дуго-
вой сварки 61

Управляемые подмагничиванием шунтирующие реакторы — новое электротехническое оборудование

А.М.БРЯНЦЕВ, Б.И.БАЗЫЛЕВ (ОАО «Раменский электротехнический завод Энергия»), М.А.БИКИ, С.В.УКОЛОВ (ОАО «Запорожтрансформатор»), А.Г.ДОЛГОПОЛОВ, А.И.ЛУРЬЕ (ВЭИ), Г.А.ЕВДОКУНИН (СПбГТУ), Г.А.СЛАВИН (АО «Энергосетьпроект»)

Изложены новые принципы создания управляемых подмагничиванием реакторов (УПР), которые предназначены для работы как однофазные управляемые дугогасящие реакторы для сетей 6—35 кВ с изолированной нейтралью, трехфазные управляемые шунтирующие реакторы для ЛЭП 110—220 кВ и трехфазные группы управляемых реакторов для ЛЭП 330—1150 кВ.

Управляемые шунтирующие реакторы относятся к классу устройств, изменение индуктивности в которых осуществляется насыщением магнитной цепи подмагничиванием. В функциональном отношении управляемые подмагничиванием реакторы являются мощными малоинерционными индуктивностями с широким диапазоном регулирования потребляемого тока. Они предназначены для повышения надежности эксплуатации электрических сетей, оптимизации режимов работы и снижения потерь электроэнергии в линиях электропередач.

В основу их создания положены две оригинальные идеи:

— возбуждение и управление потоками подмагничивания путем последовательного, периодически повторяющегося замыкания части витков обмоток реактора полупроводниковыми ключами [1];

— сильное насыщение магнитной цепи реактора в номинальном режиме, когда рабочая точка магнитного потока не менее половины периода частоты сети находится в области технического насыщения кривой намагничивания [2].

Более подробно теория работы и особенности конструктивного исполнения этих устройств опубликованы в [3]. Основные электрические схемы управляемых реакторов показаны на рис.1, фотографии различных типов управляемых реакторов — на рис.2.

На основе изложенных принципов в течение более чем 10 лет разрабатывался и изготавливался на различных электротехнических фирмах широкий ряд конструкций управляемых реакторов:

— однофазные управляемые дугогасящие реакторы для сетей с изолированной нейтралью;

— трехфазные управляемые шунтирующие реакторы для электрических сетей 6—35 кВ промышленной и бытовой нагрузки;

— трехфазные управляемые шунтирующие реакторы для высоковольтной распределительной сети 110—220 кВ;

— трехфазные группы управляемых шунтирующих реакторов для транзитных и системообразующих линий передач 330—750 кВ.

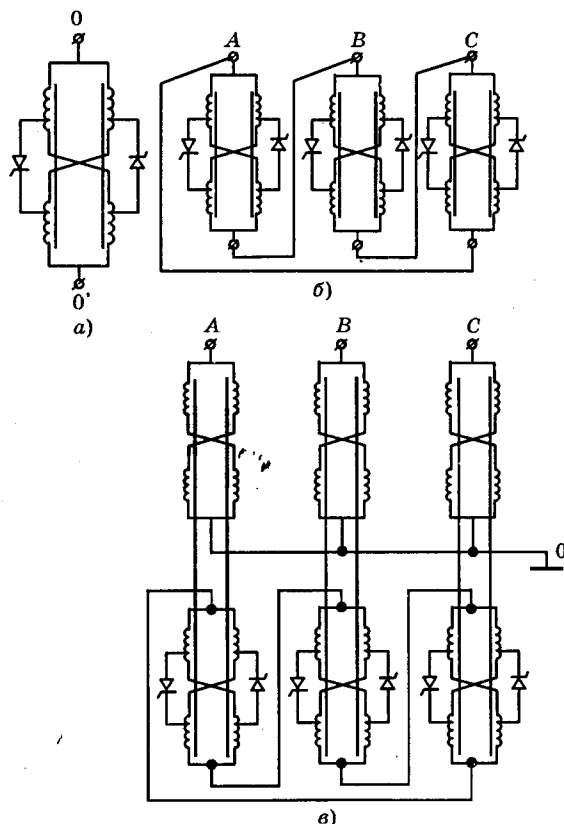
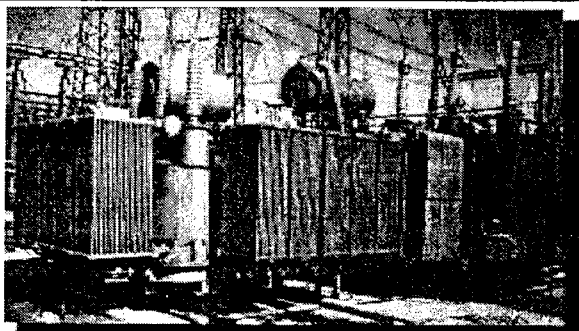
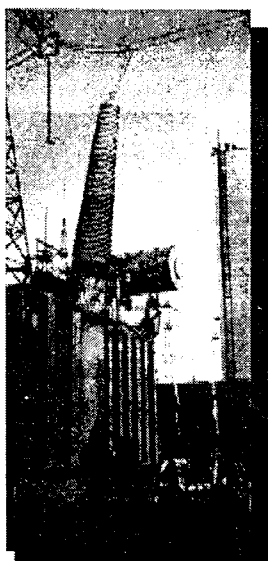


Рис.1. Основные электрические схемы управляемых реакторов:

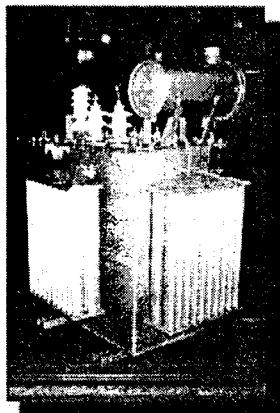
а — дугогасящие реакторы 6—35 кВ; б — шунтирующие реакторы для электроснабжения предприятий (до 35 кВ); в — шунтирующие реакторы для электрических сетей 110—500 кВ



а)



б)



в)

Рис.2. Типы управляемых реакторов:

а — трехфазный управляемый реактор РТУ-25000/110; б — фаза управляемого реактора РТУ-180000/500; в — автоматически регулируемый дугогасящий реактор РУОМ-190

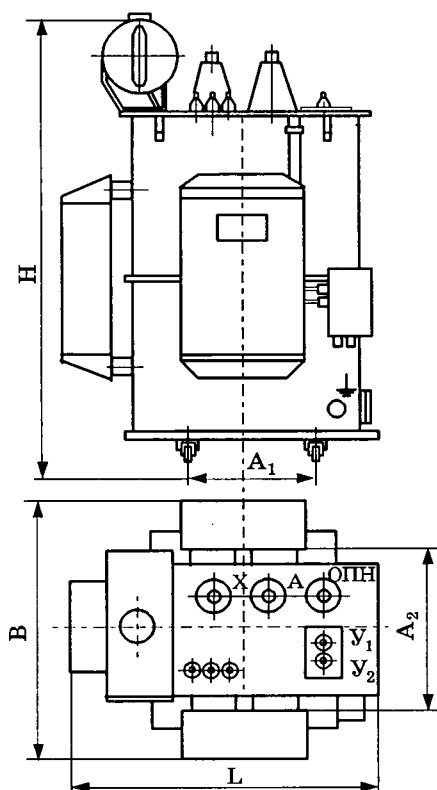


Рис.3. Конструкция дугогасящих управляемых реакторов типа РУОМ

Управляемые подмагничиванием дугогасящие реакторы типа РУОМ с 1995 г. производятся раменским электротехническим заводом «Энергия». Основные технические данные приведены в таблице. Установочный чертеж реактора типа РУОМ показан на рис.3.

Электрическая схема подключения дугогасящего реактора к сети через фильтр присоединения ФМ30 (трехфазный заземляющий реактор) показана на рис.4. Управление параметрами реактора в нормальном режиме работы сети в случае однофазного замыкания сети на землю осуществляется с помощью электронной системы управления САНК.

В нормальном режиме работы электронная система выполняет непрерывное измерение значений емкостной проводимости сети и перестройку параметров реактора на режим компенсации емкостного тока замыкания на землю. При возникновении замыкания система управления автоматически переходит на режим поддержания тока реактора, равного ожидаемому емкостному току. В результате ток замыкания на землю сразу же ограничивается до остаточного значения не более 3—5 А, что предотвращает возникновение дуги в точке замыкания и дальнейшее развитие аварии (рис.5). После погасания дуги и восстановления нормальных напряжений фаз сети реактор сохраняет индуктивность неизменной, что исключает возникновение перенапряжений.

К настоящему времени в электрических сетях РФ и за рубежом эксплуатируются несколько десятков дугогасящих реакторов данного типа. Опыт эксплуатации показал, что они, по крайней мере, втрое уменьшают количество замыканий на землю и полностью предотвращают их переход в короткие замыкания сети. По массе, габаритам и условиям эксплуатации реакторы типа РУОМ соизмеримы с известными дугогасящими реакторами электрохимического типа и могут устанавливаться вместо устаревших реакторов аналогичного назначения без изменений в строительной части проекта. Возможна совместная эксплуатация с дугогасящими реакторами других типов [4]. Кроме уже освоенных и сертифицированных дугогасящих реакторов типа РУОМ для сетей 6—10 кВ (см. таблицу) на раменском электротехническом заводе «Энергия» подготовлено также производство дугогасящих реакторов на класс напряжения 20 и 35 кВ мощностью до 2000 кВ·А. По желанию за-

Основные технические данные серии управляемых дугогасящих реакторов типа РУОМ

Номинальная мощность, кВ·А	190		300		480		840
Номинальное напряжение, кВ	$11/\sqrt{3}$	$6,6/\sqrt{3}$	$11/\sqrt{3}$	$6,6/\sqrt{3}$	$11/\sqrt{3}$	$6,6/\sqrt{3}$	$11/\sqrt{3}$
Частота, Гц	50(60)						
Диапазон регулирования тока компенсации (в длительном режиме)	2,5—25	4,25—42,5	4—40	6,6—60	6,3—63	10,5—105	11—110
Ток в режиме двухчасовой компенсации, А	30	50	48	80	76	126	132
Остаточный ток реактора в точке замыкания, не более, А	2,0	2,75	2,75	3,5	3,5	5,0	5,0
Полная масса, кг	1200		1550		2000		3500
Масса масла, кг	250		350		450		1000
Габариты В×L×Н, мм	1030×1165×1690		1100×1235×1710		1130×1410×1750		1160×1980×1950
Установочные размеры А ₁ ×А ₂ , мм	550×660		550×820		660×820		1070×820

казчика поставка реакторов заводом может осуществляться комплектом по схеме рис.4 вместе с фильтром присоединения ФМЗО (трехфазным заземляющим реактором), трансформатором напряжения НАМИ, электронной системой САНК и ограничителем перенапряжений ОПН. Испытательная база

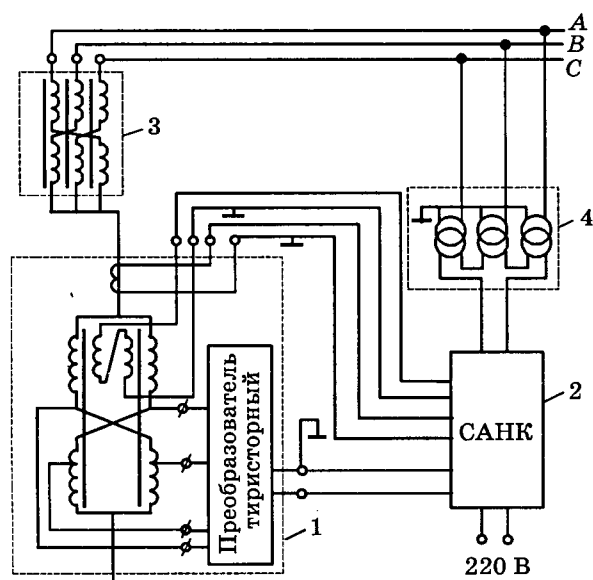


Рис.4. Схема включения управляемого дугогасящего реактора типа РУОМ в сеть:

1 — реактор управляемый однофазный масляный (РУОМ); 2 — система автоматической настройки компенсации (САНК РУОМ); 3 — фильтр присоединения управляемого реактора к сети (ФМЗО); трехфазный заземляющий реактор; 4 — трансформатор напряжения антирезонансный масляный измерительный (НАМИ)

завода позволяет выполнить предварительную настройку всего комплекса, что существенно упрощает наладку на месте установки и позволяет, в частности, обойтись без опыта замыкания фазы на землю при настройке на режим автоматической компенсации.

Управляемые реакторы типа РУОМ пригодны также для использования и в качестве шунтирующих управляемых реакторов для электрических сетей 6—35 кВ промышленной и бытовой нагрузки. Назначение таких реакторов — поддержание заданного уровня реактивного тока, потребляемого на-

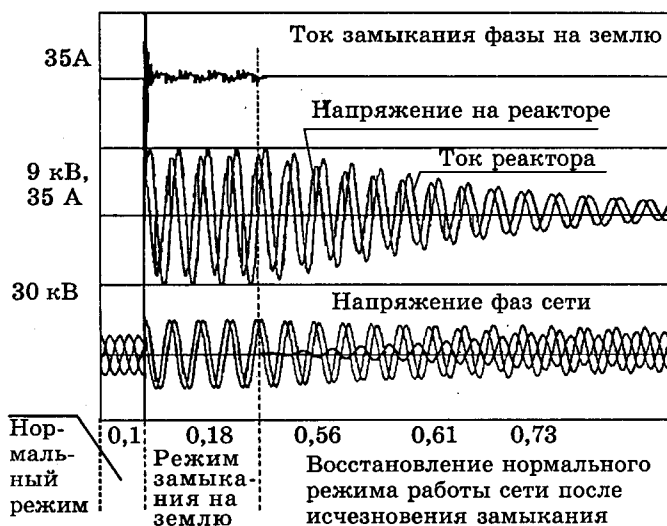


Рис.5. Выход реактора РУОМ-190/11√3 на режим компенсации емкостного тока значением 10 А с последующим исчезновением замыкания

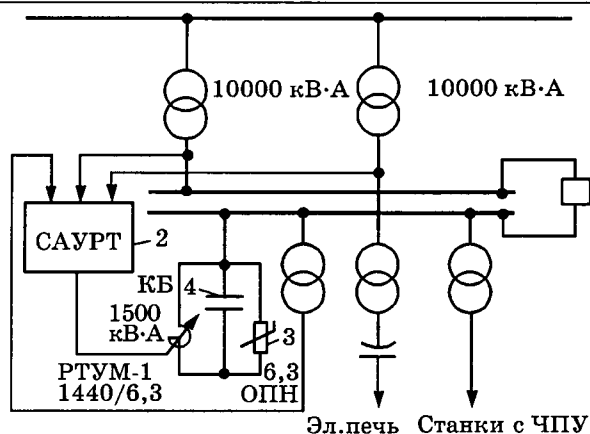


Рис.6. Принципиальная однолинейная схема подключения РТУМ-1440/6,3 к шинам ЦРП-2:

1 — трехфазная группа управляемых реакторов РУОМ-480/6,3 (РТУМ-1440/6,3); 2 — система управления реактивным током подстанции; 3 — ограничитель перенапряжений; 4 — батареи конденсаторов мощностью 1500 кВ·А

грузкой, выравнивание графика потребления мощности и, как следствие, уменьшение колебаний напряжения на шинах подстанции, питающей нагрузку. Как правило, они устанавливаются совместно с батареями конденсаторов. Принципиальная однолинейная схема подключения управляемого реактора РТУМ-1440/6,3, скомплектованного из трех реакторов РУОМ-480/11 $\sqrt{3}$ и установленного в 1996 г. на шинах подстанции Электро-стальского завода тяжелого машиностроения, показана на рис.6. Подтвержденный заказчиком срок окупаемости установленного реактора составил 25 мес. В перспективе такие реакторные группы могут заменить тиристорно-реакторную часть в схемах статических компенсаторов реактивной мощности сетей 6—35 кВ.

Совместное производство управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов для электрических сетей 110—1150 кВ организовано акционерными обществами «Запорожтрансформатор» и «Раменский электро-технический завод «Энергия», ВЭИ, НТЦ ВЭИ в г.Тольятти и научно-внедренческой фирмой «Электроцентр». На рынке управляемых реакторов эта группа организаций выступает как научно-производственное объединение «Электрические управляемые реакторы», осуществляющее производство, комплектную поставку, наладку и гарантийное обслуживание входящего в состав управляемого реактора оборудования.

Базовой моделью управляемых подмагничиванием реакторов для распределительных

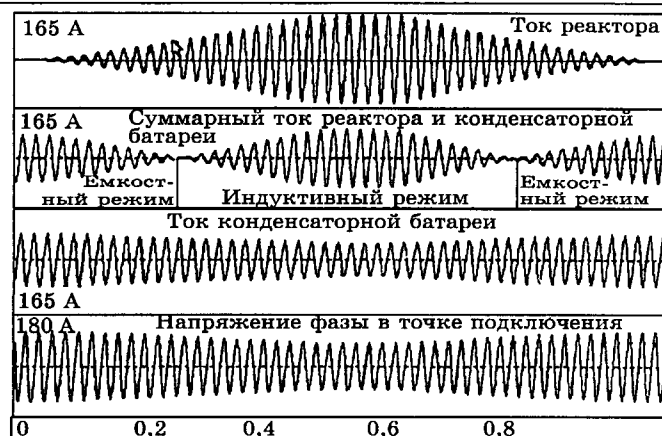


Рис.7. Характер изменения напряжения в точке подключения РТУ-25000/110 при регулировании его мощности от ХХ до номинального и обратно

сетей 110—220 кВ является трехфазный управляемый реактор РТУ-25000/110. Головной образец, изготовленный в 1997 г., успешно прошел натурные испытания и отправлен заказчику — АО «Пермэнерго» для подстанции «Кудымкар». Ввод реактора в эксплуатацию обеспечивает автоматическую стабилизацию напряжения на шинах подстанции и в прилегающей сети, уменьшает потери от перетоков реактивной мощности между центром питания и подстанцией (до 2,5 МВт), многократно уменьшает количество оперативных переключений, связанных с регулированием напряжения. Срок окупаемости — 2 года, в основном, за счет уменьшения потерь в прилегающей сети. Пример влияния управляемого реактора РТУ-25000/110 на напряжение сети при его работе совместно с батареями конденсаторов показан на рис.7.

Основные технические данные управляемого реактора РТУ-25000/110

Номинальная мощность, кВ·А	25000
Количество фаз	3
Частота, Гц	50
Номинальное напряжение сетевой обмотки, кВ ...	127
Номинальное напряжение обмотки управления, кВ 11	
Напряжение питания преобразователя, В	220
Диапазон изменения мощности, кВ·А	250—25000
Диапазон уставки по напряжению, кВ	105—125
Диапазон уставки по току, А	2,5—114
Потери холостого хода, кВт	40
Потери короткого замыкания, кВт	200
Ток искажения фазы высшими гармониками, не более, А	2,5
Средние потери при коэффициенте заполнения графика нагрузки 0,7, кВт	140

Анализ, проведенный специалистами института «Энергосетьпроект», показал, что установка РТУ-25000/110 экономически целесообразна на шинах большинства тупиковых подстанций, удаленных от центра питания на расстояние 80—100 км и более. Технико-экономические проработки показали также эффективность использования реакторов данного типа совместно с батареями конденсаторов в разветвленной электрической сети вместо синхронных и статических тиристорных компенсаторов [5].

Шунтирующий управляемый реактор типа РТУ-180000/500 для линий СВН и УВН разработан по заказу РАО «ЕЭС России» еще в конце 80-х годов.

Основные технические данные управляемого реактора РТУ-180000/500

Номинальная мощность, кВ·А	180000
Количество фаз	3
Частота, Гц	50
Номинальное напряжение сетевой обмотки, кВ ...	525
Номинальное напряжение обмотки управления, кВ	35
Напряжение питания преобразователя, кВ	0,4
Напряжение питания системы управления, В ...	220
Диапазон изменения мощности, кВ·А	1800—180000
Потребляемая мощность в форсированном режиме, МВ·А	240—360
Диапазон уставки по напряжению, кВ	500—525
Диапазон уставки по току, А	2—198
Потери холостого хода, кВт	150
Потери короткого замыкания, кВт	750
Средние потери при коэффициенте заполнения графика нагрузки 0,7, кВт	450
Ток искажения фазы высшими гармониками не более, А	4

Головной образец фазы успешно прошел сетевые испытания в 1992 г. [6]. Основные функциональные возможности таких реакторов: плавное изменение мощности в 100-кратном диапазоне с эквивалентной постоянной времени 0,1 с, безынерционное кратковременное (до 1 мин) увеличение мощности в 1,5—2 раза выше номинальной, возможность пофазного управления. Однолинейная схема соединений реактора РТУ-180000/500 показана на рис.8.

Стабилизация напряжения в точке подключения реактора осуществляется в автоматическом режиме путем плавного изменения потребляемой мощности фаз реактора 1 в соответствии с сигналом рассогласования, вырабатываемым системой управления 3. Потребляемый ток фаз реактора 1 изменяется в результате подмагничивания их магнитных систем постоянным током,

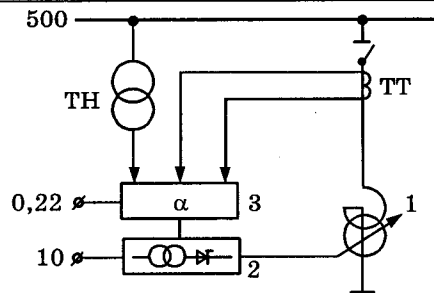


Рис.8. Однолинейная схема соединений трехфазного шунтирующего реактора, управляемого подмагничиванием, типа РТУ-180000/500:

1 — трехфазная группа управляемых реакторов РОДЦУ-60000/500; 2 — трехфазные группы трансформаторов со встроенными преобразователями ОМП 630/10(500/1000); 3 — система управления, регулирования, защит и автоматики СУРЗА (РТУ 180000/500)

вырабатываемым тиристорным преобразователем. При увеличении отклонения напряжения до 2,5% заданного значения уставки потребляемая мощность реактора 1 плавно меняется пропорционально сигналу рассогласования от мощности ХХ до номинальной.

Задание значения потребляемой мощности реактора осуществляется и в автоматизированном режиме путем задания оператором в системе управления 3 требуемой уставки мощности фаз 1. В этом случае, независимо от напряжения в точке подключения реактора, трансформатор со встроенным преобразователем 2 будет выдавать ток управления, обеспечивающий требуемое значение реактивной мощности. Кроме нормальных режимов реактор РТУ-180000/500 допускает работу с независимым регулированием мощности фаз, а также с подключением к сети 500 кВ неполного количества фаз. В случае ОАПВ электромагнитная связь между фазами реактора устраняется с одновременным безынерционным уменьшением сопротивлений фаз, по крайней мере, в 1,5 раза по отношению к номинальному значению. Фазы реактора 1, трансформатор со встроенным преобразователем 2 и система управления 3 не повреждаются и сохраняют работоспособность во всех эксплуатационных режимах работы подстанции или линии, включая неполнофазные режимы работы и ОАПВ. Релейная защита и автоматика системы управления 3 обеспечивают контроль правильного функционирования и защиты фаз реактора 1 и трансформатора со встроенным преобразователем 2. Релейная защита системы управления 3 согласуется с релейной защитой сети в точке подключения реактора. Характер изменения тока

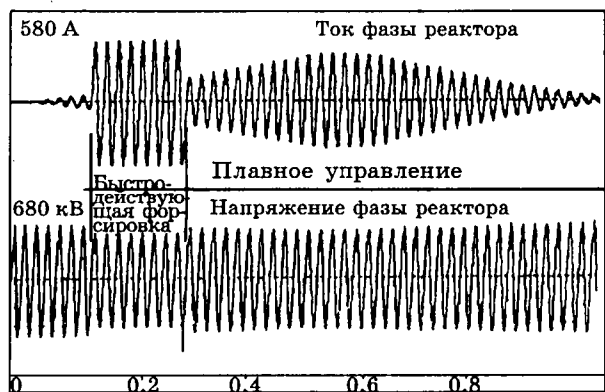


Рис.9. Характер изменения тока и напряжения фазы реактора РТУ-180000/500 при плавном управлении и безынерционной форсировке

фазы при плавном регулировании и безынерционной форсировке, иллюстрирующий принципиальные возможности реактора РТУ-180000/500, показан на рис.9.

Тщательный анализ технических характеристик, проведенный специалистами-энергетиками России, Казахстана, Бразилии, Индии, Китая и других стран, показал, что управляемые реакторы 500 кВ представляют собой уникальный электротехнический комплекс стабилизации напряжения и управления режимами энергосистем и протяженных линий электропередач. Например, применительно к Казахстану показано, что установка десяти трехфазных групп управляемых реакторов в электрических сетях класса 500 кВ наряду с обычными шунтирующими реакторами радикальным образом решает проблему стабилизации напряжения и управления режимами системообразующих протяженных линий электропередач. По ориентировочной оценке РАО «ЕЭС России» из реакторов, устанавливаемых в электрических сетях класса 500 кВ, желательно иметь до 30% управляемых. Стоимость трехфазного комплекта управляемых реакторов РОДЦУ-60000/500-У1 в 1,7—2 раза больше обычных шунтирующих реакторов, но при этом как минимум в 2—2,5 раза экономнее альтернативных вариантов, например, тиристорных компенсаторов [7].

Несколько слов о надежности и ресурсных возможностях таких устройств. В состав всех вариантов исполнения реакторов входят три основных части: электромагнитная часть в маслонаполненном баке в пофазном или трехфазном исполнении, или, собственно говоря, фазы реактора; тиристорный преобразователь; электронная система управления, регулирования защит и автоматики.

Основная по трудозатратам и стоимости часть — фазы реактора. Они состоят из плоскошпихтованной магнитной системы и цилиндрических обмоток трансформаторного типа. Как конструкция каждая фаза управляемого реактора идентична однофазному двухобмоточному трансформатору двухстержневого бронестержневого типа с повышенным напряжением КЗ обмоток (от 30 до 60%). Ресурсная возможность таких конструкций составляет десятки лет. Принципиальным является то, что впервые в реакторах применена цельношпихтованная магнитная система, что положительно сказалось на вибрационных и шумовых характеристиках. Так в дугогасящих реакторах типа РУОМ средний уровень звена составил 62 дБА, в управляемом реакторе РТУ-25000/110 — 76 дБА, в реакторе РТУ-180000/500 — 82 дБА.

Второй составляющей управляемых реакторов являются тиристорные преобразователи. По отношению к мощности фаз их мощность составляет порядка 1%. Тиристорный преобразователь для всей серии дугогасящих реакторов типа РУОМ выполнен на базе двух тириستоров 14-го класса с током 250 А. Для изготовления тиристорного преобразователя РТУ-25000/110 достаточно шести тиристоров 24-го класса с током 630 А. Фаза преобразователя РТУ-180000/500 содержит два тиристора 32-го класса с током 1600 А. Конструкция преобразователей предусматривает их размещение и эксплуатацию в маслонаполненной среде. Предусмотрено несколько вариантов компоновки преобразователей. Для дугогасящих реакторов разработан вариант размещения фазы реактора и тиристорного преобразователя в общем маслонаполненном баке с возможностью замены преобразователя без слива масла из бака. В высоковольтных реакторах 110—500 кВ преобразователь размещается в отдельном маслонаполненном баке и имеет трехфазное или пофазное исполнение. Внешний дизайн преобразователей адаптирован к стандартному виду силового электротехнического оборудования. Преобразователь РТУ-25000/110 размещен в баке трансформаторов ТМ-160, а преобразователь РТУ-180000/500 — в баке ТМ-630. Поскольку временной ресурс тиристоров значительно ниже ресурса реакторного оборудования, схема высоковольтных реакторов, комплектность поставки предусматривают возможность резервирования и замены преобразователя без отключения фаз реактора от сети. Из-за малой мощности преобразователя такой резерв заметного вли-

нения на цену реактора не оказывает.

Что касается систем управления регулирования, защит и автоматики управляемых реакторов, то при их разработке в полной мере учтены две характерные особенности управляемых реакторов. Во-первых, интегральный характер воздействия выходного напряжения преобразователя на ток фаз реактора, во-вторых, простота конструкции преобразователя, содержащего не более двух полупроводниковых приборов на фазу. Первое качество определяет высокую помехоустойчивость управляемого реактора, а второе — простоту схемотехнических решений системы управления. Системы управления всех типов реакторов имеют моноблочное исполнение и устанавливаются в стандартных ячейках панелей щита управления подстанции.

В целом же управляемый реактор как электротехнический комплекс построен таким образом, что авария в системе управления не приводит к выходу из строя преобразователя, а выход из строя преобразователя исключает возможность разрушения фаз. Доверие к надежности технических решений и качеству исполнения вызывает тот факт, что испытания всех видов головных образцов управляемых реакторов, описанных в статье, прошли успешно, без переделок и существенных замечаний со стороны приемочных комиссий и заказчиков. Многолетний опыт эксплуатации прототипов (10 лет и более) также имеет положительную оценку отечественных и зарубежных энергетиков [8—11].

Накопленный опыт производства и эксплуатации позволяет говорить о полной готовности производителей предложить для электроэнергетики широкую гамму управляемых реакторов различного назначения. По конструкции, условиям и простоте эксплуатации они сопоставимы с обычным трансформаторным и реакторным оборудованием, а по функциональным возможностям являются автоматически регулируемые электротехническими комплексами, на новом уровне решающими многие вопросы управления и оптимизации режимов работы электрических сетей.

Список литературы

1. Пат. 989597 РФ. Электрический реактор с подмагничиванием/А.М.Брянцев. 1983.
2. А.с. 1061180 СССР. Электроиндукционное устройство/А.М.Брянцев. 1983.
3. //Электротехника. 1991. № 2.
4. Брянцев А.М., Гудилин С.В., Долгополов А.Г. и др. Ваземляющее дугогасящее устройство на базе управляемых реакторов//«Электротехника 2010 год».

Наука. Производство. Рынок: Сб. докладов IV Международного симпозиума. М., 1997.

5. Бики М.А., Брянцев А.М., Гудилин С.В. и др. Трехфазный управляемый реактор РТУМ-25000/110//«Электротехника 2010 год». Наука. Производство. Рынок: Сб. докладов IV Международного симпозиума. М., 1997.

6. Бики М.А., Брянцев А.М., Лейтес Л.В. и др. Электромагнитные процессы в мощных управляемых реакторах//«Электричество». 1994. № 6.

7. Бики М.А., Брянцев А.М., Гудилин С.В. и др. Трехфазный управляемый реактор РТДЦУ-18000/500.//«Электротехника 2010 год». Наука. Производство. Рынок: Сб. докладов IV Международного симпозиума. 1997.

8. Брянцев А.М., Соколов С.Е., Бикташев Ш.Ш. и др. Стержневой управляемый реактор с пространственным магнитопроводом в электрической сети 35—110 кВ// Электрические станции. 1982. № 5.

9. Брянцев А.М., Бродовой Е.Н., Гордеев С.А. и др. Магнитовентильный управляемый реактор для статического компенсатора реактивной мощности//Электротехника. 1990. № 7.

10. Biki M.A. Brodovoi E.N., Bryantsev A.M. a.o. Electromagnetic process in highpower controlled reactors International Symposium on electromagnetic Fields in electrical engineering. ISEF-91. England.

11. Асамбаев С.Н., Соколов С.Е. О характеристиках потребляемого тока управляемых реакторов с подмагничиванием//Электрические станции. 1997. № 11.

Брянцев Александр Михайлович — зам. генерального директора ОАО «Раменский электротехнический завод «Энергия». В 1973 г. закончил энергетический факультет Казахского политехнического института. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Магнитно-вентильные управляемые реакторы с предельным насыщением магнитной цепи». Профессор, чл.-кор. АЭН РФ.

Базылев Борис Иванович — инженер ОАО «Раменский электротехнический завод «Энергия». В 1997 г. закончил электромеханический факультет Смоленского филиала МЭИ.

Бики Менгерт Аковевич — генеральный конструктор ОАО «Запорожтрансформатор». В 1956 г. закончил электроэнергетический факультет Львовского политехнического института. В 1980 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование электромагнитных процессов и технико-экономических показателей сглаживающих реакторов предельных параметров».

Уколов Сергей Владимирович — начальник КБ ОАО «Запорожтрансформатор». В 1975 г. закончил электромеханический факультет Запорожского машиностроительного института.

Долгополов Андрей Геннадьевич — директор НТЦ ВЭИ (г. Тольятти). В 1973 г. закончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка и исследование устройства защиты от потери возбуждения турбогенераторов и автоматической аварийной разгрузки электрических станций». Доктор электротехники АЭН РФ.

Лурье Александр Иосифович — ведущий научный сотрудник ВЭИ. В 1958 г. закончил электромеханический факультет МЭИ. В 1965 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование и применение математического моделирования магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге».

Евдокунин Георгий Анатольевич — профессор Санкт-Петербургского ГТУ. В 1968 г. закончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1984 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Электромагнитные переходные процессы в линиях электропередач повышенной натуральной мощности». Чл.-кор. АЭН РФ.

Славин Георгий Александрович — работает в АО «Энергосетьпроект». В 1950 г. закончил электроэнергетический факультет МЭИ. В 1969 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование напряжений, восстанавливающихся на контактах выключателей, при отключении коротких замыканий в мощных узлах высоковольтных сетей».

Трансформаторы для преобразователей частоты

И.А.ЗБОРОВСКИЙ, доктор техн.наук

ОАО "Уралэлектромаш"

Рассмотрены особенности трансформаторов, работающих в составе преобразователей частоты, управляемых по методу ШИМ. Показано, что потери в стали заметно выше, чем потери от первой гармоники напряжения, что следует учитывать при подборе трансформатора для ШИМ или расчете нового трансформатора.

Развитие силовой электроники определяется элементной базой, основу которой составляют полупроводниковые приборы (силовые транзисторы и запираемые тиристоры) с полным управлением. Одна из основных областей их использования — электропривод. Заметного развития достигли биполярные транзисторы (IGBT), коммутируемые параметры которых в настоящее время составляют по напряжению более 1 кВ (предельное значение 3,5 кВ) и по току 1,2 кА; время переключения — менее одной микросекунды [1,2].

В связи с успехами силовой электроники перспективным направлением следует признать системы, состоящие из широтно-импульсного преобразователя, управляемого по принципу широтно-импульсной модуляции (ШИМ), и трансформатора, включенного между преобразователем частоты и высоковольтным асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. При этом трансформатор выполняется как повышающий.

Новые приборы позволяют значительно повысить частоту импульсов, что решает проблему быстрого действия системы регулирования при низких частотах выходного напряжения. Не менее важным является уменьшение массогабаритных параметров из-за исключения схем искусственной коммутации, которые необходимы при использовании традиционных тиристоров (SCR). Улучшается гармонический состав выходного напряжения преобразователя частоты и уменьшаются потери в целом в системе электропривода. Частота импульсов ограничивается долей коммутационных потерь и составляет 3—4 кГц и выше.

Данная статья посвящена принципам подхода при выборе из существующих и проектировании новых трансформаторов для преобразователей частоты, управляемых по методу ШИМ [3—5].

Из известных наиболее близкими являются трансформаторы для преобразовательных установок, работающие при несинусоидальных токах [6]. Высшие гармоники в токах в существенной мере сглаживаются в индуктивностях рассеяния трансформатора и нагрузки. Поэтому запасы по температуре, заложенные в указанных трансформаторах, из-за несинусоидальных токов достаточны и для их использования в преобразователях частоты.

При умеренном (сравнительно с промышленной) повышении частоты напряжения в некоторых случаях представляется возможным использовать трансформаторы, рассчитанные на частоту 50 Гц. При этом добавочные потери от вихревых токов и циркулирующих токов, вызванных неравномерным их распределением по параллельным ветвям, пересчитывают пропорционально квадрату частоты [7]. Однако наряду с этим следует установить действительное распределение тока по параллельным ветвям, чтобы определить максимальную температуру обмотки при повышенной частоте. Если суммарные потери в обмотках (основные, добавочные, от циркулирующих токов) с учетом потерь в магнитопроводе (о чем подробно сказано дальше) при повышенной частоте не превышают соответствующих потерь при частоте 50 Гц, то это еще не означает возможность использования трансформатора при повышенной частоте, так как при этом не исключено, что максимальная температура

изоляции превосходит допустимое значение.

Особое исследование требуется для определения влияния несинусоидального напряжения с выхода преобразователя частоты (инвертора) на потери в магнитопроводе и его температуру.

Удельные потери (ниже просто потери) в магнитопроводе при несинусоидальном напряжении определяются по формуле [7,8]

$$P = P_c \left\{ 1 + (1 - \sigma) \left[\left(\frac{K_\Phi}{K_{\Phi.c}} \right)^2 - 1 \right] \right\}, \quad (1)$$

где

$$\sigma = P_{г.с} / P_c; \quad (1a)$$

P_c — потери в магнитопроводе при изменении магнитной индукции по синусоидальному закону, амплитуда которой такая же, как и при несинусоидальном изменении индукции, т.е. в реальном процессе; $P_{г.с}$ — потери в магнитопроводе на гистерезис при синусоидальном напряжении и амплитуде магнитной индукции, соответствующей действительному процессу; K_Φ , $K_{\Phi.c}$ — коэффициенты формы соответственно реальной и синусоидальной кривых напряжения.

Все потери в правой части (1) рассчитываются для синусоидального изменения магнитной индукции с амплитудой и частотой, соответствующими реальному процессу. Для определения потерь P_c , $P_{г.с}$ требуется знание потерь в магнитопроводе при некоторой базисной частоте и синусоидальном законе изменения магнитной индукции (например, при промышленной частоте и номинальной амплитуде магнитной индукции).

Потери на гистерезис на единицу объема магнитопровода при базисной частоте и номинальной амплитуде магнитной индукции

$$P_{г.с} = f_H \oint H dB, \quad (2)$$

где интеграл по замкнутому контуру — площадь петли гистерезиса на произведение масштабов по осям напряженности магнитного поля и магнитной индукции.

Например, для электротехнической стали 3408 толщиной 0,3 мм при частоте 50 Гц и амплитуде магнитной индукции $B_m = 1,5$ Тл [9]

$$\sigma' = 0,24. \quad (3)$$

Для определения амплитуды магнитной индукции при несинусоидальном напряжении вычисляется среднее напряжение

$$U_{med} = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} |u| dt, \quad (4)$$

где пределы интегрирования соответствуют

максимальному значению и напряжению симметрично относительно оси абсцисс.

Эта амплитуда пропорциональна среднему напряжению (4), т.е. потери P_c , $P_{г.с}$ (1) соответствуют амплитуде магнитной индукции, рассчитанной по формуле

$$B_m = B_{нм} \frac{U_{med} K_{\Phi.c} f_H}{U_H f_0}, \quad (5)$$

где $B_{нм}$ — амплитуда номинальной магнитной индукции; U_H — действующее номинальное напряжение, соответствующее амплитуде магнитной индукции $B_{нм}$; $K_{\Phi.c} = 1,11$; f_H , f_0 — соответственно номинальная и реальная основная частота напряжений на обмотках трансформатора.

Потери P_c в магнитопроводе складываются из двух составляющих — на вихревые токи и гистерезис:

$$P_c = a f_0^2 B_m^{n_1} + b f_0 B_m^{n_2}. \quad (6)$$

С учетом (3) можно пересчитать составляющие потерь (6) на другие значения частоты и магнитной индукции, т.е. определить P_c и σ , входящие в формулу (1), при $f_0 \neq 50$ Гц и $B_m \neq B_{нм}$, если известны показатели степени n_1 и n_2 .

Таким образом, расчет потерь в магнитопроводе при несинусоидальном напряжении производится в следующей последовательности:

1. Определяются потери в магнитопроводе при синусоидальном напряжении, номинальной амплитуде магнитной индукции и частоте f_H , а также доля составляющей потерь на гистерезис от общих потерь в магнитопроводе σ' .

2. По кривой несинусоидального напряжения вычисляется среднее U_{med} , действующее U_{ef} напряжения и коэффициент формы

$$K_\Phi = U_{ef} / U_{med}. \quad (7)$$

3. Определяется реальная амплитуда магнитной индукции по формуле (5).

4. Рассчитываются потери в магнитопроводе при синусоидальной магнитной индукции с реальной амплитудой и фактической частотой несинусоидального процесса по (6) с учетом σ (1a), т.е.

$$P_{в.с} = (1 - \sigma')(P_c)_{f_H B_{нм}} \left(\frac{f_0}{f_H} \right)^2 \left(\frac{B_m}{B_{нм}} \right)^{n_1};$$

$$P_{г.с} = \sigma'(P_c)_{f_H B_{нм}} \frac{f_0}{f_H} \left(\frac{B_m}{B_{нм}} \right)^{n_2}; \quad P_c = P_{в.с} + P_{г.с}. \quad (8)$$

В более общем случае, когда показатели степени n_1 и n_2 неизвестны, $P_c(1)$ и $\sigma(1a)$ определяются следующим образом:

а) по статической петле гистерезиса, соответствующей реальному значению индукции, при частоте 50 Гц определяются потери на гистерезис, которые пересчитываются пропорционально частоте на реальное ее значение (определение $P_{г.с.}$);

б) рассчитываются потери в магнитопроводе при синусоидальной индукции с амплитудой, равной реальной индукции и частоте 50 Гц;

в) определяются потери на вихревые токи при синусоидальной индукции с амплитудой, равной реальной индукции, и частоте 50 Гц как разность между потерями в магнитопроводе (п.б) и на гистерезис при частоте 50 Гц (п.а); потери на вихревые токи пересчитываются пропорционально квадрату частоты, т.е. на реальное значение (определение $P_{в.с.}$);

г) определяются потери $P_c(8)$ и $\sigma(1a)$.

В практике трансформаторостроения расчет потерь по п.б. выполняется с учетом экспериментальной зависимости удельных потерь в стали от магнитной индукции, масс стержней, ярем и углов магнитопровода, а также технологических коэффициентов.

Параметры напряжения на входе трансформатора

Рассмотрим автономный однофазный мостовой инвертор напряжения на полностью управляемых полупроводниковых приборах с быстродействующими встречно включенными диодами, подключенный к нагрузке через однофазный трансформатор (рис.1). Кривая напряжения состоит из импульсов, ширина которых модулируется по синусоидальному закону (рис.2,а). Напряжение U импульса постоянно и равно входному.

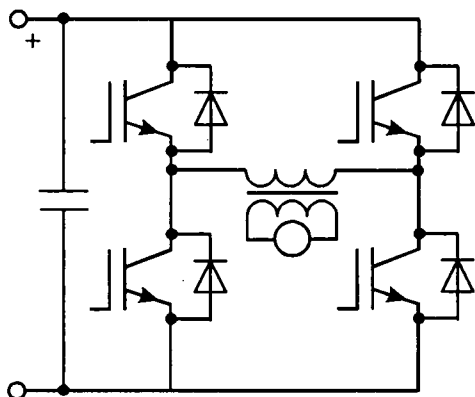


Рис.1. Автономный инвертор напряжения с трансформатором на выходе

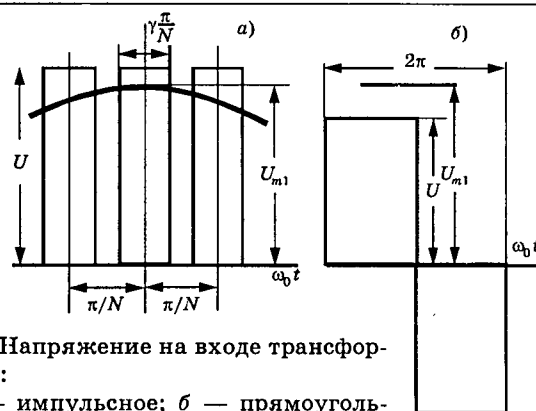


Рис.2. Напряжение на входе трансформатора:

а — импульсное; б — прямоугольное

Число периодов несущей частоты в одном полупериоде основной частоты обозначим N , т.е. отношение частот — $2N$. Относительная продолжительность импульса, соответствующая максимуму косинусоиды, — γ .

Амплитуды гармоник напряжения, изменяющихся по косинусоидальному закону, определяются по формуле Эйлера — Фурье

$$U_{mk} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(\omega_0 t) \cos k\omega_0 t d\omega_0 t, \quad (9)$$

где ω_0 — основная круговая частота.

Определим амплитуды гармоник, мгновенные значения которых изменяются незначительно на интервалах длительности импульсов. Указанное допущение базируется на том, что несущая частота ω_n значительно превосходит основную, например в 100 раз. С учетом допущения амплитуды гармоник

$$U_{mk} = \frac{4\gamma U}{N} \left(\frac{1}{2} + \sum_{\mu=1}^{N/2, \frac{N-1}{2}} \cos \frac{k\mu\pi}{N} \cos \frac{\mu\pi}{N} \right), \quad (10)$$

где верхний предел суммы $N/2$, если N — четное число и $\frac{N-1}{2}$, если N — нечетное.

Среднее и действующее напряжения на трансформаторе выражаются следующим образом:

$$U_{med} = \frac{2\gamma U}{N} R; \quad U_{ef} = U \sqrt{\frac{2\gamma}{N} R}, \quad (11)$$

где

$$R = \frac{1}{2} + \sum_{\mu=1}^{N/2, \frac{N-1}{2}} \cos \frac{\mu\pi}{N}.$$

Амплитуда импульсов U рассчитывается согласно (10) по известной амплитуде основной гармоники, т.е. $k = 1$ и $U_{m1} = \sqrt{2}U_n$.

Коэффициент формы (7)

$$K_{\Phi} = \sqrt{\frac{N}{2\gamma}} \frac{1}{R}. \quad (13)$$

При изменении N в очень широких пределах $K_{\Phi} = 1,25$, если $\gamma = 1$. Выразим среднее напряжение через действующее напряжение основной гармоники на основании (10)—(12)

$$U_{med} = \frac{U_{\pi}}{\sqrt{2}} \frac{R}{0,5 + \sum_{\mu=1}^{N/2, \frac{N-1}{2}} \cos^2 \frac{\mu\pi}{2}} = \frac{U_{\pi}}{1,11}. \quad (14)$$

Физический смысл (14) состоит в том, что амплитуды магнитных индукций в магнитопроводе равны независимо от закона напряжения на первичной обмотке трансформатора:

1. Импульсное напряжение, модулированное по ширине по синусоидальному закону.

2. Синусоидальное напряжение.

Для равенства амплитуд магнитных индукций необходимо равенство как амплитуд основной гармоники импульсного и синусоидального напряжений, так и частот $f_0 = f_{\pi}$.

На основании изложенного представляется возможным установить закон изменения потерь в магнитопроводе трансформатора. В соответствии с (1), (1а) и (3)

$$P = P_c \left\{ 1 + (1 - 0,24) \left[\frac{1,25^2}{1,11^2} - 1 \right] \right\} = 1,2P_c. \quad (15)$$

Из (15) следует, что при равенстве амплитуд основной гармоники импульсного напряжения и синусоидального напряжения, на которое рассчитан трансформатор, а также частот, потери в магнитопроводе при импульсном напряжении возрастают на 20%.

В связи с тем, что кривая напряжения имеет прерывистый характер, проверим потери в магнитопроводе по формуле [7,8]

$$P = P_{c.п} \left\{ 1 + (1 - \sigma_{\pi}) \left[\frac{K_{\Phi.п}^2}{K_{\Phi.с}} - 1 \right] \right\} \frac{\Sigma \tau}{T_0}; \quad \sigma_{\pi} = \frac{P_{г.п}}{P_{с.п}}, \quad (16)$$

где $P_{с.п}$, $P_{г.п}$ — соответственно потери в магнитопроводе и на гистерезис при синусоидальном напряжении с магнитной индукцией B_m (5) и приведенной частоте

$$f_{\pi} = f_0 \frac{T_0}{\Sigma \tau}. \quad (17)$$

В формулах (16) и (17) $\Sigma \tau$ — период напряжения на первичной обмотке трансформатора (рис.2), в котором исключены интервалы с нулевыми значениями

$$\Sigma \tau = \frac{4\pi}{N} R \approx 4; \quad f_{\pi} = 1,57f_0, \quad (18)$$

f_0 — частота напряжения на выходе инвертора или на входе трансформатора.

Потери в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи

$$P_{г.п} = 0,24 P_c \cdot 1,57 = 0,377P_c; \quad P_{в.п} = 0,76 \times P_c \cdot 1,57^2 = 1,873P_c; \quad P_{с.п} = 2,25P_c; \quad \sigma_{\pi} = 0,1675.$$

После подстановки в (16) получим $P = 1,2P_c$, т.е. исключение интервалов, в течение которых нет напряжения на первичной обмотке, не влияет на результат расчета потерь в магнитопроводе (15).

Представляется возможным оценить влияние ШИМ по синусоидальному закону на потери в магнитопроводе. Оценку выполним при равных значениях основной гармоники напряжения на фазе первичной обмотки трансформатора при наличии (рис.2,а) и отсутствии (рис.2,б) ШИМ. Кроме того, введем еще дополнительное условие: амплитуда импульсов напряжения в двух указанных случаях должна быть минимальной. Так как при наличии ШИМ относительная продолжительность импульса $\gamma = 1$, то естественно для сравнения следует принять кривую напряжения на фазе первичной обмотки в виде прямоугольных импульсов разной полярности без интервалов между ними, причем частоты основных гармоник на рис.2,а,б равны. Амплитуда магнитной индукции согласно (4) и (5) пропорциональна среднему значению напряжения, т.е. соответственно для случаев рис.2,а,б

$$\frac{U_{m1}}{\sqrt{2} \cdot 1,11}, \quad \frac{U_{m1} \cdot \pi}{4}.$$

Следовательно, во втором случае (рис.2,б) амплитуда индукции возрастает в 1,233 раза. Если номинальная индукция 1,5 Тл, то она становится равной 1,848 Тл. Потери в магнитопроводе при синусоидальном напряжении возрастают примерно в 1,8 раза [9].

Отношение потерь на гистерезис к потерям в магнитопроводе при $B_m = 1,848$ Тл принимаем равным 0,25. Последнее определялось для стали 3408 толщиной 0,3 мм при $B_m = 1,7$ Тл, так как в [9] нет петли гистерезиса, соответствующей $B_m = 1,848$ Тл.

Если подставить в (1) $1,8P_c$, где P_c — потери в магнитопроводе при $B_m = 1,5$ Тл и синусоидальном законе изменения индукции, $\sigma = 0,25$ и $K_{\Phi} = 1$, то получим увеличение потерь в случае прямоугольной кривой напряжения (рис.2,б) на 55% по сравнению с потерями в магнитопроводе при синусоидальном напряжении, амплитуда которого равна основной гармонике прямоугольной кривой (рис.2,б). Это означает, что ШИМ снижает потери в магнитопроводе на 22,6%.

Указанное расчетное значение получено для электротехнической стали с отжигом и магнитопровода с косым стыком. При ступенчатой шихтовке магнитопровода (step — lap) потери уменьшаются, и вместо 22,6% следует считать, на основании экспериментов, 12,4%.

В спектре напряжения на выходе преобразователя частоты при некотором отношении частот несущего и модулирующих сигналов выделяется постоянная составляющая, которая подмагничивает магнитопровод постоянным током [10]. Наложение на переменное магнитное поле постоянного приводит к увеличению потерь в магнитопроводе, которое можно оценить по семейству кривых, представляющих собой зависимость коэффициента увеличения потерь от постоянной составляющей напряженности магнитного поля при разных значениях амплитуды переменной составляющей магнитной индукции. Из-за подмагничивания магнитопровода постоянным током потери при $B_m = 1,5$ Тл могут возрасти на 20% [7]. При глубоком насыщении магнитопровода увеличение потерь достигает 30% [11].

Кратковременное подмагничивание приведет к незначительному повышению температуры и не представляет опасности для магнитопровода. Если рассчитывать на длительное подмагничивание, то следует предусмотреть дополнительный расход активных материалов, что приведет к ощутимому удорожанию трансформатора. Поэтому в системе управления инвертором следует принять меры для устранения постоянной составляющей напряжения.

Проведенные исследования применительно к однофазному трансформатору можно распространить и на трехфазный, который подключен к трехфазному инвертору, состоящему из трех однофазных (рис.1). В трехфазном инверторе с нулевым проводом и при соединении первичной обмотки трансформатора в звезду с выведенной нейтралью процессы в каждой фазе трансформатора

аналогичны однофазному со сдвигом в одной фазе по отношению к другой на 120° основной частоты (рис.3).

В трехфазном инверторе без нулевого провода метод ШИМ осуществляется разнополярными импульсами напряжения [3]. В этом случае потери в магнитопроводе трехфазного трансформатора увеличатся по сравнению с их значениями при работе в системе с нулевым проводом, так как ухудшается гармонический состав выходного напряжения. Увеличение потерь находится между 20 и 55% (или 37%) и, по-видимому, составляет 30%. В дальнейшем указанное значение должно уточняться.

Выводы

1. Потери в магнитопроводе трансформатора при широтно-импульсной модуляции напряжения (однополярными импульсами) по синусоидальному закону возрастают на 20%, если частоты ($f_0 = f_n = 50$ Гц) и соответственно амплитуды основной гармоники и синусоидального напряжения совпадают. Потери в магнитопроводе трехфазного трансформатора без выведенной нейтрали в системе трехфазного мостового инвертора (при ШИМ разнополярными импульсами) возрастают на 30%.

Указанное увеличение потерь дано без учета подмагничивания магнитопровода постоянным током и приводит к повышению перегрева магнитопровода в сухих трансформаторах соответственно на 16 и 23%.

2. Наряду с пересчетом потерь от циркулирующих токов в обмотках с $f_n = 50$ Гц на повышенную частоту, следует рассчитать потери в наиболее нагруженных по току параллельных ветвях, чтобы исключить местное повышение температуры сверх допустимого значения.

Список литературы

1. Ковалев Ф.И., Флоренцев С.Н. Силовая электроника: вчера, сегодня и завтра // Электротехника. 1997. № 11.
2. Розанов Ю.К., Флоренцев С.Н. Электропривод и силовая электроника // Электротехника. 1997. № 11.
3. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А.Я.Бернштейн, Ю.М. Гусакский и др. М.: Энергия, 1980.
4. Глазенько Т.А., Гончаренко Р.Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. М.: Энергия, 1969.
5. Murphy J. Thyristor control of A.C. Motors. Pergamon Press, 1975.
6. Фишлер Я.Л., Урманов Р.Н., Пестряева Л.М. Трансформаторное оборудование для преобразовательных установок. М.: Энергоатомиздат, 1989.

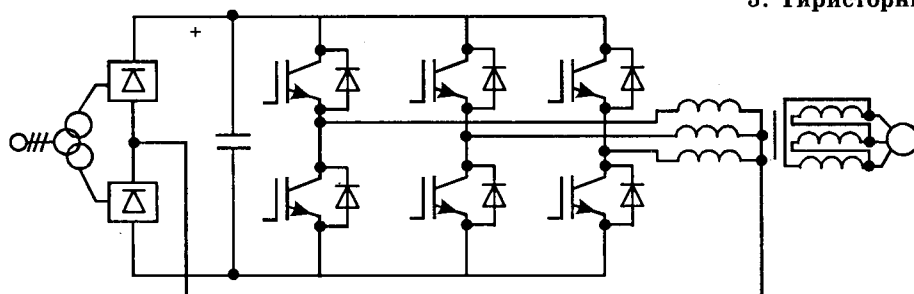


Рис.3. Преобразователь частоты с трансформатором на выходе и нулевым проводом

7. Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. М.: Энергия. 1981.

8. Карасев В.В. К расчету потерь в стали трансформаторов и реакторов преобразовательных устройств //Электротехника. 1973. № 3.

9. Холоднокатаные электротехнические стали: Справочник/Под ред. Б.В.Молотилова М.: Металлургия, 1989.

10. Литовченко В.В. Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с $4q-S$ — преобразователями//Электротехника. 1993. № 5.

11. Зборовский И.А., Стальмахович Г.В. Несимметричные режимы тиристорного мостового преобразователя//Электротехника. 1986. № 8.

Выбор сопротивления шунта для каскадных трансформаторов тока

М.А.ЖУЛАМАНОВ, инж., М.Я.КЛЕЦЕЛЬ, доктор техн.наук

Павлодарский ГУ

Предложена методика выбора сопротивления шунта для каскадного трансформатора тока (КТТ) при получении сигнала о токе в виде напряжения. Построена номограмма, позволяющая найти сопротивление шунта при неполной информации о параметрах трансформатора. Приведены соотношения, обеспечивающие требуемые погрешности КТТ, показано, что при подключении измерительных приборов погрешность КТТ, как правило, превышает 1%.

Для получения информации о токе в сетях 500 кВ обычно используются каскадные трансформаторы тока (КТТ) с замкнутым ферромагнитным магнитопроводом, причем параллельно сопротивлению R_n нагрузки часто устанавливается сопротивление шунта $R_{ш}$, так как современные устройства релейной защиты и автоматики (РЗА) электроэнергетических систем и измерительные приборы в большинстве случаев управляются напряжением. Поэтому важно иметь простую методику определения $R_{ш}$ и значений погрешностей, возникающих при преобразовании первичного тока в напряжение.

Рассмотрим схему замещения двухступенчатого КТТ (рис.1), где X_{01} и i_{01} — сопротивление и ток намагничивания верхней ступени; $X_{02,i}$ и $i_{02,i}$ — нижних ($i = 1 \div n$, где n — количество трансформаторов нижних ступеней); X_2 и R_2 — сопротивления рассеяния и активные сопротивления вторичной обмотки верхней и первичных обмоток нижних ступеней; $X_{T,i}$ и $R_{T,i}$ — сопротивления вторичных обмоток нижних ступеней плюс сопротивления нагрузок, управляемых током, и сопротивления соединительных проводов; i_1 — ток в первичной обмотке; i_2 — вторичный ток верхней ступени; $i_{03,i}$ — нижних. Все величины приведены ко вторичной цепи нижней ступени. В дальнейшем, если в обозначениях, относящихся к нижней ступени, не указывается индекс i , то речь идет одновременно о всех трансформаторах этой ступени.

Если погрешности трансформации каждой

ступени относятся к току, являющемуся первичным для рассматриваемой ступени и вторичным для предыдущей, то суммарные погрешности по току $\varepsilon_{T\Sigma}$ и напряжению $\varepsilon_{H\Sigma}$ аналогично [1] записываются так:

$$\varepsilon_{T\Sigma} = \varepsilon_{T1} + (1 - \varepsilon_{T1})\varepsilon_{T2}; \quad \varepsilon_{H\Sigma} = \varepsilon_{T1} + (1 - \varepsilon_{T1})\varepsilon_{H1} \quad (1)$$

где ε_{T1} и ε_{T2} — полные погрешности верхней и нижней ступеней по току; ε_{H1} — нижней по напряжению.

Погрешность ε_{H1} преобразования тока $i_{02,i}$ в напряжение u_{H1} при переменном X_{02i} (а не постоянном, как в [2]):

$$\varepsilon_{H1} = \frac{\sqrt{(R_T R_{ш} + R_T R_n)^2 + (R_n X_{02} + R_{ш} X_T + R_n X_T)^2}}{\sqrt{(R_T R_{ш} + R_T R_n + R_{ш} R_n)^2 + (R_{ш} X_{02} + R_{ш} X_T + R_n X_T + R_n X_{02})^2}} \quad (2)$$

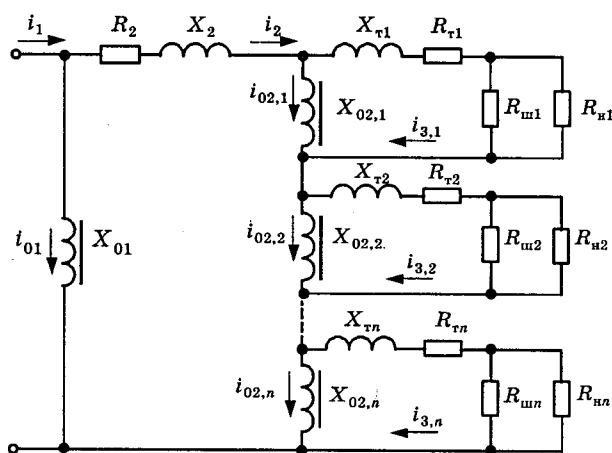


Рис.1. Схема замещения двухступенчатого КТТ

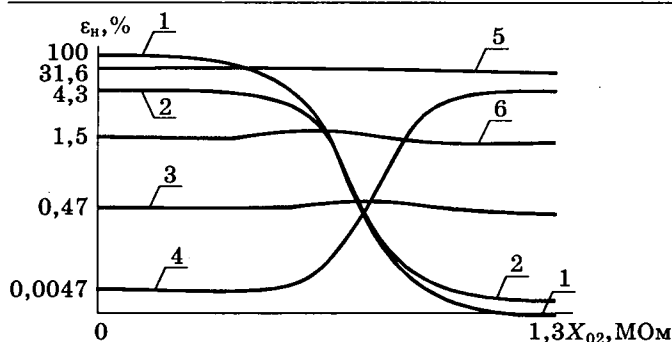


Рис.2. Зависимости $\varepsilon_n = f(X_{02})$ при разных сочетаниях параметров шунта и нагрузки:

1 — $R_{ш} = 10^{-6}$ Ом, $R_n = 1$ МОм; 2 — $R_{ш} = 0,5$ кОм, $R_n = 1$ МОм; 3 — $R_{ш} = R_{шс} = 5$ кОм, $R_n = 1$ МОм; 4 — $R_{ш} = 50$ кОм, $R_n = 1$ МОм; 5 — $R_{ш} = R_{шс} = 160$ Ом, $R_n = 1$ кОм; 6 — $R_{ш} = R_{шс} = 1,5$ кОм, $R_n = 0,1$ МОм

Анализ зависимостей $\varepsilon_n = f(X_{02})$ наиболее распространенных КТТ 500 кВ при разных значениях $R_{ш}$ показывает:

1. Для любой нагрузки, управляемой напряжением, в диапазоне 0,1 кОм — 10 МОм можно подобрать $R_{ш} = R_{шс}$, при котором ε_n практически не зависит от X_{02} (отклонение расчетных точек ε_n от постоянного значения не превышает 15%, причем большие значения этого отклонения соответствуют $\varepsilon_n < 0,01$).

2. При $R_{ш} > R_{шс}$ погрешность ε_n тем больше, чем больше X_{02} , и невозможно одновременно ограничить погрешности по току и напряжению до допустимых пределов.

На рис.2 в качестве примера приведены кривые $\varepsilon_n = f(X_{02})$ для КТТ ТФРМ (ТРН)-500 в масштабах $\ln[\varepsilon_n/(1+\varepsilon_n)]$ и $\ln(1+X_{02})$; при этом считалось, что $R_t = 20$ Ом, $X_t = 10$ Ом; $R_{ш} = 0$ и $X_{02} = 0$ не имеют смысла и поэтому не рассматриваются.

На основании изложенного предлагается следующий порядок выбора $R_{ш}$, который может быть применен как для РЗА, так и для измерений при любых $\varepsilon_{тΣ}$ и $\varepsilon_{нΣ}$, если известны параметры трансформатора, наименьшая K_{min} и наибольшая K_{max} кратности первичного тока при КЗ, минимальная потребляемая мощность $P_{нmin}$ нагрузки, управляемой напряжением, ее минимальные и максимальные сопротивления $R_{нmin}$ и $R_{нmax}$, R_t и X_t , максимально допустимые суммарные полные погрешности по току и напряжению $\varepsilon_{тΣmax}$ и $\varepsilon_{нΣmax}$ для всех обмоток.

Определяются максимальные значения X_{02max} сопротивлений намагничивания нижней ступени. Для этого используется формула [3]:

$$L_{max} = w^2 S (\Delta B / \Delta H)_{max} / l, \quad (3)$$

где L_{max} — индуктивность обмотки с ферромагнитным магнитопроводом; w — чис-

ло витков соответствующей обмотки; S — площадь поперечного сечения магнитопровода; l — средняя длина его магнитной силовой линии; $(\Delta B / \Delta H)_{max}$ — максимальное значение отношения приращения индукции к приращению напряженности магнитного поля по основной кривой намагничивания $B(H)$ стали магнитопровода (применяется для оценки с запасом значения $(B/H)_{max}$).

Используя (2), находим $R_{шс}$ для $R_n = R_{нmin}$ и $R_{ш} < R_n$ по наименьшей разности между наибольшим и наименьшим значениями ε_n при изменении сопротивления намагничивания от 0 до X_{02max} . Далее возможен расчет на основе представления погрешностей в комплексной форме (см. приложение 1.1) и с помощью математической модели КТТ на основе системы уравнений (П.4), решаемых численным методом на ЭВМ.

Последовательность расчетов в первом варианте следующая. С помощью (3) вычисляется X_{01max} . Задаются всевозможные $R_{ш} \leq R_{шс}$, и на ЭВМ, используя (1), (2), (П.1) или (П.2) при $n = 1$ и (П.3), вычисляют X_{01min} и X_{02min} , соответствующие наименьшему значению специально сконструированной функции

$$F = \ln(1+X_{01}) + \ln(1+X_{02}),$$

при которых отдается требуемая мощность, а погрешности $\varepsilon_{тΣ}$, $\varepsilon_{нΣ}$ одновременно находятся в допустимых пределах (для ускорения расчетов используется, например, метод половинного деления). При определении погрешности по току берется $R_n = R_{нmax}$, по напряжению — $R_n = R_{нmin}$, причем $\varepsilon_{т2}$ вычисляется по формуле, подобной (2), только в числителе в первой скобке формулы добавляется слагаемое $R_{ш}R_n$, а во второй убивается $R_{ш}X_{02}$. Из полученных значений $R_{ш}$, X_{01min} , X_{02min} и F , по наименьшему F выбирается $R_{ш}$. Далее проводятся аналогичные расчеты для других обмоток. Из всех найденных берется максимальное X_{01min} . Для него по (П.2) уточняются погрешности и выделяемые мощности (при выборе X_{01min} обмотки, предназначенные для РЗА и измерений, рассматриваются отдельно, причем для измерений кратность первичного тока $K = 1$). А найденные X_{02min} пересчитываются по формуле:

$$X'_{02min} = 1,045 K_{max}^{-1} X_{02min},$$

которая была подобрана на основе анализа зависимостей погрешностей от K_{max} .

Чтобы оценить полученные значения

X_{01min} и X'_{02min} интервал $0-X_{0max}$ разбивается на три участка: $0-10^{-4} \cdot X_{0max}$; $10^{-4} \cdot X_{0max}-10^{-2} \cdot X_{0max}$; $10^{-2} \cdot X_{0max}-X_{0max}$. Первый соответствует насыщенному состоянию магнитопровода третий — ненасыщенному, второй — начальному до средней части кривой намагничивания и участку между последней и областью насыщения. Для РЗА считается удовлетворительным, если X_{0min} оказывается в пределах первого и второго участков, для измерений — первого, второго и начала третьего. При невыполнении этих условий пересматриваются значения сопротивлений нагрузки и потребляемые мощности, расчет повторяется до получения приемлемых результатов.

Методика выбора $R_{ш}$ во втором варианте заключается в следующем. Расчет ведется в установившемся режиме. Задаются $K = K_{min}$ и $R_n = R_{nmax}$ и определяется наименьшее значение $R_{шmin} \leq R_{шс}$, для которого выполняется неравенство $P_n \geq P_{nmin}$, где P_n — мощность, выделяемая в сопротивлении R_{nmax} . Затем для $K = K_{max}$ и $R_n = R_{nmax}$ находится наибольшее значение $R_{шmax1} \leq R_{шс}$, при котором выполняется неравенство $\epsilon_{тс} \leq \epsilon_{тсmax}$. Аналогично для $K = K_{max}$ и $R_n = R_{nmin}$ находится наибольшее $R_{шmax2} \leq R_{шс}$, при котором $\epsilon_{нс} \leq \epsilon_{нсmax}$ (П.5).

Если $R_{шmin} \leq R_{шmax1}$ и $R_{шmin} \leq R_{шmax2}$, то берется $R_{ш} = R_{шmin}$. При невыполнении этих неравенств расчет повторяется, как и в первом варианте.

Анализ показал, что для РЗА при $\epsilon_{нс} \leq 0,1$ и $\epsilon_{тс} \leq 0,1$ отношение $R_{ш}/R_{nmin} = 6 \cdot 10^{-6} \div 0,09$ (минимальные сопротивления намагничивания соответствуют вторым участкам), а для измерительной обмотки всегда $\epsilon_{нс} > 0,01$ при $X_0 = X_{0min}$ (за X_{0min} бралось начало третьего

участка), если потребляемая мощность приборов не менее 0,1 мВт. Возможность использования устройств РЗА при $\epsilon_{нс} \leq 0,1$ и приборов при $0,01 < \epsilon_{нс} \leq 0,015$ приблизительно можно оценить по табл.1, где $Z_{т.ном}$ — номинальная нагрузка КТТ.

Выбор сопротивления шунта для РЗА в условиях эксплуатации, когда отсутствует полная информация о параметрах КТТ и $\epsilon_{нс} \leq 0,1$, предлагается осуществлять с помощью номограммы (рис.3), где функция

$P_{nmin} = f\left(\frac{R_{шmin}}{R_{нmax}}\right)$ представлена при разных значениях произведения $K^2 R_{нmax}$.

Для ее построения мощность, выделяемая в нагрузке, управляемой напряжением, при условии $\epsilon_{тс} = 0,1$ записывалась в виде

$$P_{nmin} = \left(0,9I_{ном} \frac{R_{шmin}/R_{нmax}}{R_{шmin}/R_{нmax} + 1}\right)^2 K^2 R_{нmax},$$

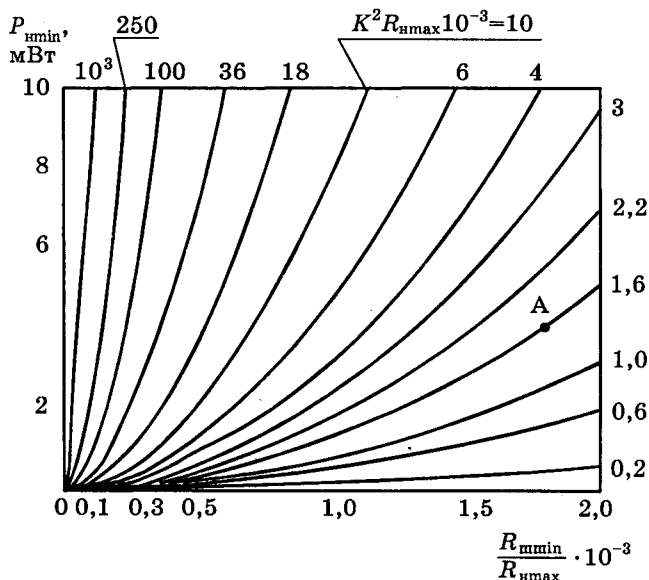


Рис.3. Номограмма для определения минимального сопротивления шунта

Таблица 1

Для	$R_{нmin}$, кОм	$\frac{R_{нmin}}{R_{нmax}}$	$\frac{R_{ш}}{R_{нmin}} \cdot 10^{-3}$		$\epsilon_{нс}, \%$	$P_{нmin}$, мВт		K	$\left(\frac{Z_{т}}{Z_{т.ном}}\right)_{max}$
			min	max		min	max		
РЗА $\epsilon_{нс} \leq 10\%$ $\epsilon_{тс} \leq 10\%$	0,1—10	0,2—1	0,006	90	—	0,1	10^3	1	1
	10— 10^2						10^2		
	10^2 — 10^3						10		
	10^3 — 10^4						1		
измерений $\epsilon_{нс} \leq 1,5\%$	$>10^4$	0,8	—	—	—	0,1	—	—	—
	0,1		1,1	3,6			1,0		
	1		0,3	3,6			10		
	10		0,1	3,6			103		
	10^2		0,04	0,4			10		
	10^3		0,01	0,03			0,2		
	10^4		—	—			—		

где $I_{\text{ном}}$ — приведенный номинальный первичный ток (для КТТ 500 кВ $I_{\text{ном}} = 1$ А).

При исследованиях (1) и (2) было выяснено, что $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,1$, если $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,1$ и $\frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{нmin}}} \leq 0,06$.

Методика выбора сопротивления шунта для РЗА с помощью номограмм сводится к следующему. Зная X_{Σ} , R_{Σ} и K_{max} , по кривым предельных кратностей $K_{10} = f(Z_{\Sigma})$ находим максимальную нагрузку $Z_{\Sigma\text{max}}$ КТТ. Наибольшее значение $R_{\Sigma\text{max}}$, для которого $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,1$, вычисляется по формуле

$$R_{\Sigma\text{max}} = |Z_{\Sigma\text{max}} - Z_{\Sigma}|.$$

Если $R_{\Sigma\text{max}} > 0,06R_{\text{нmin}}$, то принимается $R_{\Sigma\text{max}} = 0,06R_{\text{нmin}}$. Далее из кривых рис.3 по $K = K_{\text{min}}$, $R_{\text{нmin}}$ и $R_{\Sigma\text{max}}$ определяется минимальное значение $R_{\Sigma\text{min}}$ по условию минимума отдаваемой мощности. Если $R_{\Sigma\text{min}} \leq R_{\Sigma\text{max}}$, то берется $R_{\Sigma} = R_{\Sigma\text{min}}$. В противном случае пересматриваются значения необходимой мощности и сопротивлений нагрузки. При попадании значения $R_{\Sigma\text{min}}$ в интервал от $0,06R_{\text{нmin}}$ до $0,09R_{\text{нmin}}$ в некоторых случаях возможно добиться $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,1$ (табл.1). Поэтому здесь необходимо дополнить исходные данные и провести расчеты на ЭВМ, изложенные выше.

Результаты расчетов с помощью уравнений в комплексной форме, математической модели и номограмм мало отличаются друг от друга (см. приложение: $R_{\Sigma} = 0,68, 0,71, 0,7$ Ом, соответственно).

В случае, когда необходимо к одной обмотке КТТ присоединить несколько нагрузок, управляемых напряжением, то по любой из предлагаемых методик выбирается R_{Σ} для одной из этих нагрузок, затем находится эквивалентное сопротивление при параллельном соединении шунта и нагрузки, которое вносится в R_{Σ} . Далее расчет проводится для следующей нагрузки и т.д.

Выводы

1. R_{Σ} для КТТ, выпускаемых промышленностью, при наличии нагрузок, управляемых напряжением, достаточно просто выбирается по предложенным методикам, в том числе и при неполной информации о параметрах трансформатора. Причем следует учи-

тывать, что при $\frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{нmin}}} > 0,09$ невозможно выполнить условие $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,1$, а для получения мощности, выделяемой в нагрузку, в 10^m Вт и более должно соблюдаться неравенство $K^2 R_{\Sigma\text{max}} \geq 15 \cdot 10^{m+1}$ (m — целое число).

2. При разработке и использовании приборов, управляемых напряжением, надо иметь в виду, что в существующих КТТ с замкнутым ферромагнитным магнитопроводом трудно обеспечить $\varepsilon_{\Sigma} \leq 0,01$.

Приложение

1. Расчетные уравнения

1.1. Уравнения для расчета в комплексной форме.

Погрешность трансформации тока i_1 в i_2 для $n = 1$ (рис.1)

$$\varepsilon_{\Sigma 1} = \left| \frac{\dot{Z}_2 + \dot{Z}''}{jX_{01} + \dot{Z}_2 + \dot{Z}''} \right|, \quad (\text{П.1})$$

где

$$\dot{Z}_2 = R_2 + jX_2; \quad R_3 = R_{\Sigma} + R_{\Sigma} \| R_{\Sigma};$$

$$\dot{Z}_3 = R_3 + jX_3; \quad \dot{Z}'' = jX_{02} \| \dot{Z}_3 = \frac{-X_{02}X_{\Sigma} + jR_3X_{02}}{R_3 + j(X_{02} + X_{\Sigma})}.$$

Аналогичные формулы для погрешности трансформации тока i_2 в i_3 и т.д.

При наличии n трансформаторов нижней ступени \dot{Z}'' записывается в виде

$$\begin{aligned} \dot{Z}_i'' &= \frac{-X_{02i}X_{\Sigma i} + jR_{3i}X_{02i}}{R_{3i} + j(X_{02i} + X_{\Sigma i})} = X_{02i} \sqrt{\frac{X_{\Sigma i}^2 + R_{3i}^2}{R_{3i}^2 + (X_{02i} + X_{\Sigma i})^2}} \times \\ &\times \left[\cos \left(\arctg \frac{R_{3i}}{X_{\Sigma i}} + \arctg \frac{X_{02i} + X_{\Sigma i}}{R_{3i}} \right) - \right. \\ &\left. - j \sin \left(\arctg \frac{R_{3i}}{X_{\Sigma i}} + \arctg \frac{X_{02i} + X_{\Sigma i}}{R_{3i}} \right) \right] = A_i + jB_i. \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\Sigma 1} &= \left| \frac{R_2 + \sum_{i=1}^n A_i + j \left(X_2 + \sum_{i=1}^n B_i \right)}{R_2 + \sum_{i=1}^n A_i + j \left(X_{01} + X_2 + \sum_{i=1}^n B_i \right)} \right| = \\ &= \sqrt{\frac{\left(R_2 + \sum_{i=1}^n A_i \right)^2 + \left(X_2 + \sum_{i=1}^n B_i \right)^2}{\left(R_2 + \sum_{i=1}^n A_i \right)^2 + \left(X_{01} + X_2 + \sum_{i=1}^n B_i \right)^2}}. \quad (\text{П.2}) \end{aligned}$$

Из формулы для мощности [2], выделяемой в нагрузку, управляемой напряжением, с учетом того, что

$$I_2 = I_1(1 - \varepsilon_{\Sigma 1}),$$

при сопротивлении $R_{\Sigma\text{max}}$ получаем:

$$P_{\text{нmin}} = I_1^2(1 - \varepsilon_{\Sigma 1})^2 X_{02}^2 \frac{(R_{3\text{max}} - R_{\Sigma})^2}{R_{\Sigma\text{max}}[R_{3\text{max}} + (X_{02} + X_{\Sigma})]^2}. \quad (\text{П.3})$$

1.2. Уравнения для расчета на математической модели.

Схема на рис.1 описывается системой уравнений [3,4]

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} &= R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + \sum_{i=1}^n \frac{d\Psi_{2i}}{dt}; \\ i_1 &= i_2 + i_{01}; i_{01} = f(\Psi_1); \\ \frac{d\Psi_{2i}}{dt} &= R_{3i} i_{3i} + L_{3i} \frac{di_{3i}}{dt}; \\ i_2 &= i_{2i} + i_{02i}; i_{02i} = f(\Psi_{2i})|_{i=1+n}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П.4})$$

где Ψ_1, Ψ_{2i} — потокосцепления в магнитопроводах верхней и нижних ступеней; L_2 — индуктивность вторичной обмотки верхней и первичных обмоток нижних ступеней; $i_{01} = f(\Psi_1), i_{02i} = f(\Psi_{2i})$ — характеристики намагничивания стали магнитопроводов верхней и нижних ступеней; R_{3i}, i, L_{3i} — суммарные активное сопротивление и индуктивность вторичной цепи нижних ступеней.

Погрешность ε_{Σ} находится через ток полной погрешности [5]

$$i_{\Sigma} = \frac{u_{\Sigma}}{K_{\text{п.ном}}} - i_1, \quad (\text{П.5})$$

где $K_{\text{п.ном}} = R_{\text{ш}}/(n_A n_{Bi})$ — номинальный коэффициент преобразования первичный ток—напряжение; n_A, n_{Bi} — отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток у трансформаторов верхней и соответствующей нижней ступеней.

2. Примеры расчета.

2.1. Расчеты на ЭВМ.

Дан трансформатор ТФРМ (ТРН)-500 с четырьмя низшими обмотками p_1, p_2, p_3 и 0,5. Коэффициент трансформации $n_T = 2000/20/1$. Номинальный первичный ток $I_{\text{ном}} = 2000$ А. Число витков первичных обмоток ступеней: верхней $w_{1в} = 1$, нижней $w_{1н} = 100$. Число витков вторичных обмоток ступеней: верхней $w_{2в} = 100$, нижней $(w_{2н})_{p1} = (w_{2н})_{p2} = (w_{2н})_{p3} = 1990$, $(w_{2н})_{0,5} = 1995$. Площадь поперечного сечения магнитопроводов ступеней: верхней $S_{\text{в}} = 164$ см², нижней $(S_{\text{н}})_{p1} = 21,4$ см², $(S_{\text{н}})_{p2} = (S_{\text{н}})_{p3} = 21,6$ см², $(S_{\text{н}})_{0,5} = 72,6$ см². Средняя длина магнитной силовой линии магнитопроводов ступеней: верхней $l_{\text{в}} = 178$ см, нижней $(l_{\text{н}})_{p1} = (l_{\text{н}})_{0,5} = 178$ см, $(l_{\text{н}})_{p2} = (l_{\text{н}})_{p3} = 182$ см. $R_2 = 0,195$ Ом и $X_2 = 0,76$ Ом. Сопротивления вторичных обмоток нижней ступени $(R_{\text{зобм}})_{p1} = 9,5$ Ом, $(R_{\text{зобм}})_{p2} = (R_{\text{зобм}})_{p3} = 8,8$ Ом, $(R_{\text{зобм}})_{0,5} = 13,7$ Ом; $(X_{\text{зобм}})_{p1} =$

$(X_{\text{зобм}})_{p2} = (X_{\text{зобм}})_{p3} = (X_{\text{зобм}})_{0,5} = 0$. Сталь 3413. $K_{\text{min}} = 2, K_{\text{max}} = 20$. Сопротивления нагрузок, управляемых током, с сопротивлениями соединительных проводов, подключенных к соответствующим обмоткам: $(R_{\text{н.т}})_{p1} = 30,5$ Ом, $(R_{\text{н.т}})_{p2} = 60$ Ом, $(R_{\text{н.т}})_{p3} = 53$ Ом, $(R_{\text{н.т}})_{0,5} = 24$ Ом; $(X_{\text{н.т}})_{p1} = 10$ Ом, $(X_{\text{н.т}})_{p2} = 45$ Ом, $(X_{\text{н.т}})_{p3} = 53$ Ом, $(X_{\text{н.т}})_{0,5} = 18$ Ом. Нагрузки, управляемые напряжением, подключенные к обмоткам p_1, p_2 и p_3 : $(R_{\text{нmax}})_{p1} = (R_{\text{нmax}})_{p3} = 400$ Ом, $(R_{\text{нmax}})_{p2} = 10$ МОм; $(R_{\text{нmin}})_{p1} = (R_{\text{нmin}})_{p3} = 240$ Ом, $(R_{\text{нmin}})_{p2} = 6$ МОм; $(P_{\text{нmin}})_{p1} = (P_{\text{нmin}})_{p3} = 4$ мВт, $(P_{\text{нmin}})_{p2} = 1$ мВт. Допустимые погрешности $(\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{p1} = (\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{p2} = (\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{p3} = 0,1$, $(\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{0,5} = 0,005$; $(\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{p1} = (\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{p2} = (\varepsilon_{\Sigma\text{max}})_{p3} = 0,1$.

Используя (3), найдем $X_{0\text{max}}$:

$$\begin{aligned} X_{01\text{max}} &= \frac{w_{1н}^2 S_{\text{в}}}{l_{\text{в}}} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right)_{\text{max}} \left(\frac{w_{2н}}{w_{2в}} \right)^2 2\pi f = \\ &= \frac{100^2 \cdot 164 \cdot 10^{-4}}{1,78} 0,25 \left(\frac{1995}{100} \right)^2 \cdot 2\pi \cdot 50 = 2,9 \text{ МОм}, \end{aligned}$$

где $f = 50$ Гц — частота переменного тока; принято $w_{2н} = 1995$;

$$\begin{aligned} (X_{02\text{max}})_{p1} &= \frac{[(w_{2н})_{p1}]^2 (S_{\text{н}})_{p1}}{(l_{\text{н}})_{p1}} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right)_{\text{max}} \cdot 2\pi f = \\ &= \frac{1990^2 \cdot 21,4 \cdot 10^{-4}}{1,78} 0,25 \cdot 2\pi \cdot 50 = 374 \text{ кОм}, \end{aligned}$$

Аналогично $(X_{02\text{max}})_{p2} = (X_{02\text{max}})_{p3} = 370$ кОм, $(X_{02\text{max}})_{0,5} = 1,3$ МОм, $(R_{\text{ш}})_{p1} = 123$ Ом, $(R_{\text{ш}})_{p2} = 21,9$ кОм, $(R_{\text{ш}})_{p3} = 200$ Ом. Остальные промежуточные данные для обмотки p_1 приведены в табл.2, а результаты расчета — в табл.3. Из табл.3 видно, что для обмотки p_2 погрешности при найденном $R_{\text{ш}}$ (помечено звездочкой) будут больше 10% ($X'_{02\text{min}} = 4,8$ кОм $> 10^{-2} X_{02\text{max}} = 3,7$ кОм), т.е. устройство с параметрами $R_{\text{нmax}} = 10$ МОм, $R_{\text{нmin}} = 6$ МОм и $P_{\text{нmin}} = 1$ мВт при $K_{\text{max}} = 20$ подключать нельзя, что подтверждают ре-

Таблица 2

$R_{\text{ш}}, \text{Ом}$	$X_{01\text{min}}, \text{кОм}$	$X_{02\text{min}}, \text{кОм}$	F
27	—	—	—
26	313	7,9	21,6
25	78	6,0	20,0
20	19,5	1,9	17,4
15	9,8	1,7	16,6
0,71	4,9	1,1	15,5
0,64	78	8,4	20,3
0,63	—	—	—

Таблица 3

Обмотка	X_{01min} кОм	X_{02min} кОм	$R_{ш}$ Ом	X'_{02min} кОм	ϵ_{T2} %	ϵ_n %	$\epsilon_{T\Gamma}$ %	$\epsilon_{n\Gamma}$ %
p_1	9,8	1,1	0,71	2,5	3,8	3,8	5,9	5,9
p_2	9,8	2,1	56,35*	4,8	6,3	3,9	8,3	6,0
p_3	9,8	1,2	0,72	2,8	6,4	6,5	8,4	8,5
0,5	156	15	—	15	0,3	—	0,4	—

Таблица 4

Обмотка	$R_{шmin}$	$R_{шmax1}$	$R_{шmax2}$	$R_{ш}$
	Ом			
p_1	0,68	62,9	21,1	0,68
p_2	49,9	19,6	19,8	—
p_3	0,68	24,2	14,1	0,68

результаты расчетов с использованием математической модели (табл.4).

2.2. Расчет с помощью номограммы.

Из примера 1 берем значения K_{min} , K_{max} , $X_{зобм}$, $R_{зобм}$, $X_{н.т}$, $R_{н.т}$, $R_{нmax}$, $R_{нmin}$, $P_{нmin}$ (обмотка p_1). По K_{max} и кривой $K_{10} = f(Z_n)$ трансформатора ТФРМ (ТРН)-500 находим $Z_{нmax} = 75$ Ом. Вычисляем:

$$R_{шmax} = |Z_{нmax} - Z_T| = |Z_{нmax} - (R_{зобм} + R_{н.т}) - j(X_{зобм} + X_{н.т})| = |(75 \cdot 0,8 + j75 \cdot 0,6) -$$

$$- (9,5 + j30,5) - j(0 + j10)| = 40 \text{ Ом.}$$

Это больше $0,06R_{нmin} = 0,06 \cdot 240 = 14,4$ Ом, значит $R_{шmax} = 14,4$ Ом. По номограмме рис.3 для $K_{min}^2 R_{нmax} \cdot 10^{-3} = 2^2 \cdot 400 \cdot 10^{-3} = 1,6$ и $P_{нmin} = 4$ мВт (точка А), опуская перпендикуляр на ось абсцисс, получаем $(R_{ш}/R_{нmax})10^3 = 1,76$. Откуда, $R_{шmin} = 0,704$ Ом. Так как $R_{шmin} < R_{шmax}$, то, окончательно, $R_{ш} = 0,7$ Ом.

Список литературы

1. Афанасьев В.В., Адоньев Н.М., Кибель В.М. и др. Трансформаторы тока. Энергоатомиздат, 1989.
2. Сирота И.М., Фабрикант В.Л. Расчет схемы преобразователя тока при учете нагрузки // Электричество. 1984. № 2. С.18—22.
3. Дроздов А.Д., Засыпкин А.С., Кужеков С.Л. и др. Электрические цепи с ферромагнитными элементами в релейной защите. М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Багинский Л.В., Лещенко В.М. Итерационный метод расчета переходных процессов в каскадных трансформаторах тока на ЭЦВМ // Изв. вузов. Энергетика. 1975. № 11. С. 21—27.
5. Казанский В.Е. Измерительные преобразователи тока в релейной защите. М.: Энергоатомиздат, 1988.

Жуламанов Марат Ауельбекович — аспирант кафедры «Электрические станции и системы» (ЭС и С) Павлодарского государственного университета (ПГУ). Закончил энергетический факультет ПГУ в 1996 г.

Клецель Марк Яковлевич — профессор кафедры «ЭС и С» ПГУ. Закончил электромеханический факультет Карагандинского политехнического института в 1961 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Развитие теории и реализация релейной защиты подстанций с электродвигателями» в Казахском научно-исследовательском институте энергетики.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Многофазные бесфильтровые преобразователи частоты и числа фаз для регулируемых электроприводов¹

В.Г.КОНСТАНТИНОВ, доктор техн.наук, проф. почетный академик АЭН РФ

ВНИИЭМ

Изложены принципы построения и теория многофазных бесфильтровых преобразователей частоты и числа фаз, основанных на разложении первичных фазовых напряжений на квазипрямоугольные составляющие разных амплитуд, длительностей или фаз, и последующих трансформации и синтезе вторичных квазисинусоидальных напряжений. В указанных преобразователях частоты частотно-зависимые фильтры заменены практически безреактивными трансформаторами с малыми массой и током ХХ, которые одновременно могут быть использованы для согласования амплитуд первичных и вторичных напряжений ПЧ.

В [1,2] была показана возможность создания для регулируемых электроприводов ав-

тономных объектов бесфильтрового преобразователя частоты и числа фаз (ПЧ) с однофазным входным напряжением частоты f_1 и многофазными выходными, сколь угодно

¹ Печатается в порядке обсуждения.

близкими к синусоидальному, частоты f_2 , которая может изменяться в широких пределах и быть больше или меньше, чем f_1 . Согласно принципу построения и теории этого преобразователя синусоидальное однофазное напряжение бесфильтровым способом разлагается в конечный ряд квазипрямоугольных составляющих той же частоты, разных уровней и длительностей или фаз, однополярных или двухполярных в течение полупериода. Затем в том же структурном звене со многими функциями формируются синфазные квазипрямоугольные магнитно связанные напряжения без пауз (но с паузами по току и мощности) тех же амплитуд и той же частоты (f_1) или повышенной частоты f_3 с модуляцией ($f_3 > f_1$ и $f_3 > f_2$), если необходимо уменьшить массу трансформатора. Далее во втором, также простом, многофункциональном звене на вторичной стороне трансформатора из модулей (выпрямленных квазипрямоугольных напряжений частоты f_1 или f_3 с модуляцией) образуются квазипрямоугольные напряжения заданных амплитуд, фаз и частоты f_2 , а из них производится синтез выходных многофазных квазисинусоидальных напряжений той же частоты.

Поскольку решена задача бесфильтрового преобразования однофазного синусоидального напряжения частоты f_1 в многофазную систему квазисинусоидальных напряжений пониженной или повышенной частоты, появляется возможность создания бесфильтрового преобразователя частоты и (или) числа фаз с многофазным (допустим, трехфазным) входным напряжением. Самый распространенный трехфазно-трехфазный ПЧ с электрической схемой на рис.1,а представляет совокупность трех однофазно-трехфазных ПЧ. На первичной стороне ПЧ на каждое линейное напряжение включено по три последовательно соединенных ячейки ($Y_{11ab}, \dots, Y_{13ab}$ — на u_{ab} , $Y_{11bc}, \dots, Y_{13bc}$ — на u_{bc} , $Y_{11ca}, \dots, Y_{13ca}$ — на u_{ca}). На вторичной стороне формируются и суммируются выходные напряжения для образования выходных фазных и линейных напряжений ПЧ. Выходные напряжения ячеек: Y_{21Aab} и Y_{22Aab} ; Y_{21Abc} и Y_{22Abc} ; Y_{21Aca} и Y_{22Aca} — составляют в сумме фазное напряжение u_A . Выходные напряжения ячеек: Y_{21Cab} и Y_{22Cab} ; Y_{21Cbc} и Y_{22Cbc} ; Y_{21Cca} и Y_{22Cca} — составляют в сумме фазное напряжение u_C . Выходные напряжения ячеек: Y_{21Bab} и Y_{22Bab} ; Y_{21Bbc} и Y_{22Bbc} ; Y_{21Bca} и Y_{22Bca} составляют в сумме фазное напряжение u_B .

Усложнение структуры многофазно-многофазного ПЧ по сравнению с однофазно-трехфазным в значительной мере компенсируется или уменьшением количества ячеек в каждой фазе на первичной и (или) вторичной стороне, или снижением коэффициента гармоник выходного квазисинусоидального напряжения, поскольку, как показано ниже, каждая составляющая фазных напряжений u_A , u_B , u_C по существу формируется суммой модулей трех сдвинутых по фазе на 120° квазипрямоугольных напряжений, имеющей меньший коэффициент формы по сравнению с любой из ее слагаемых.

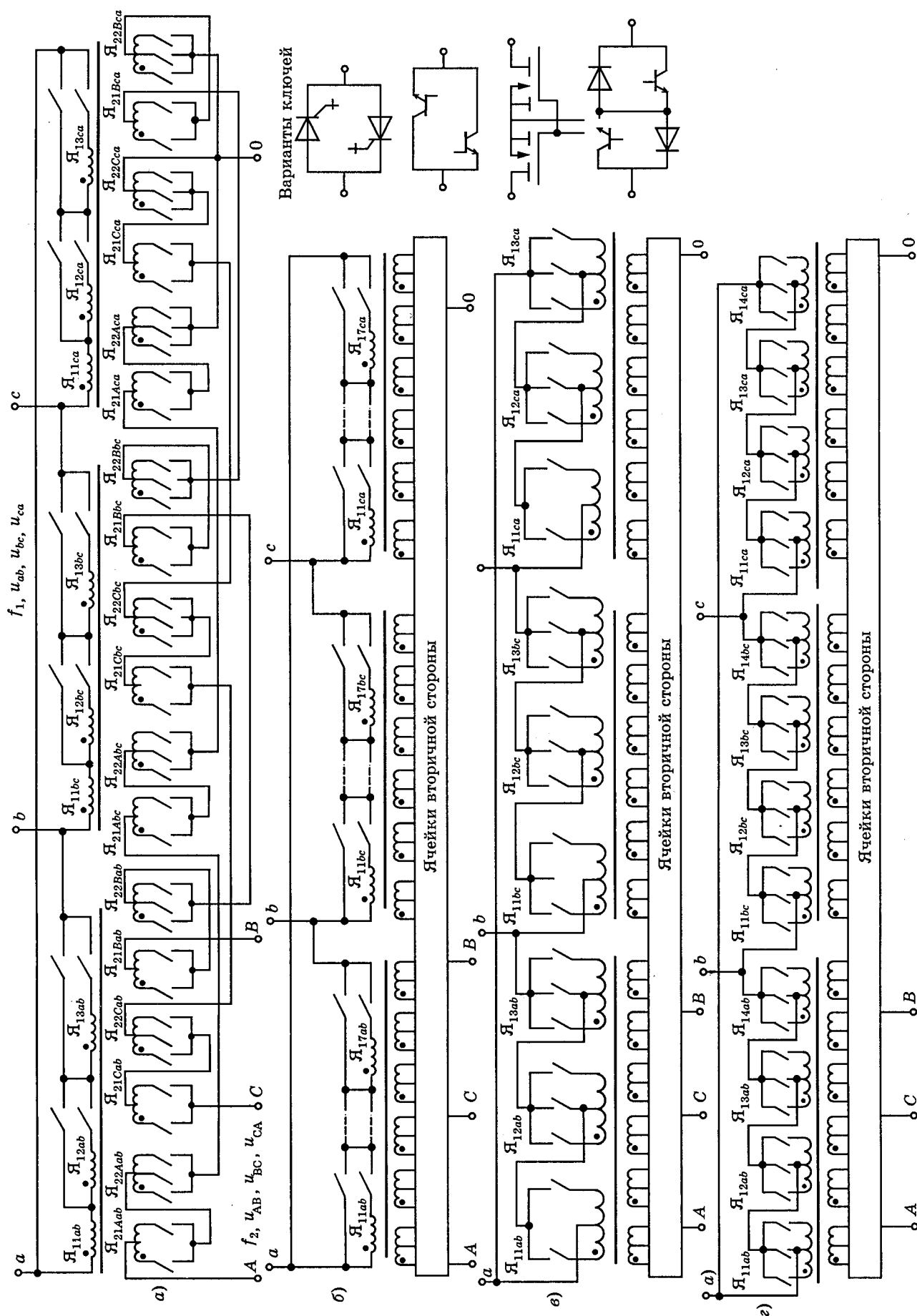
Известные [3] преобразователи частоты с широтно-импульсной модуляцией на несущей частоте, значительно превышающей входную и выходную частоты, хотя и имеют меньшее количество ключей*, но содержат входные и выходные фильтры, т.е. обладают принципиальным существенным недостатком — невозможностью обеспечить необходимые качества электроэнергии при работе в широком диапазоне изменения частоты и амплитуды выходного напряжения, имеющем место в электроприводе.

Описанные в [3] ПЧ имеют и другие недостатки. Сообщается о сложности процессов в указанных преобразователях из-за сильного взаимодействия между входными и выходными цепями и в связи с этим о невозможности их практического применения в настоящее время. Поэтому в ряде случаев для исключения фильтров целесообразно идти на увеличение количества ключей при сохранении в основном их суммарной установленной мощности и применять не только в однофазно-трехфазном ПЧ, но и в трехфазно-трехфазном трансформаторы с повышенной частотой трансформации (f_3), имеющие малую массу и снижающуюся с уменьшением габаритных размеров реактивность.

В настоящей статье излагается теория наиболее распространенных типов преобразователей с трехфазным входом и выходом. Примеры принципиальных электрических схем этих ПЧ приведены на рис.1**, а временные диаграммы некоторых напряжений

* Каждая из фаз выходного напряжения трехфазного узла соединяется ключами переменного тока с каждой из фаз входного трехфазного узла.

** На электрических схемах ключей, так же как и в [1], изображены только полупроводниковые приборы различных типов, а дополнительные элементы, обеспечивающие заданные режимы переключения, не показаны.



Львовский институт повышения квалификации работников (Львовский институт повышения квалификации работников) — «Львовский институт повышения квалификации работников» Львовский институт повышения квалификации работников

Львовский институт повышения квалификации работников (Львовский институт повышения квалификации работников) — «Львовский институт повышения квалификации работников» Львовский институт повышения квалификации работников

Львовский институт повышения квалификации работников (Львовский институт повышения квалификации работников) — «Львовский институт повышения квалификации работников» Львовский институт повышения квалификации работников

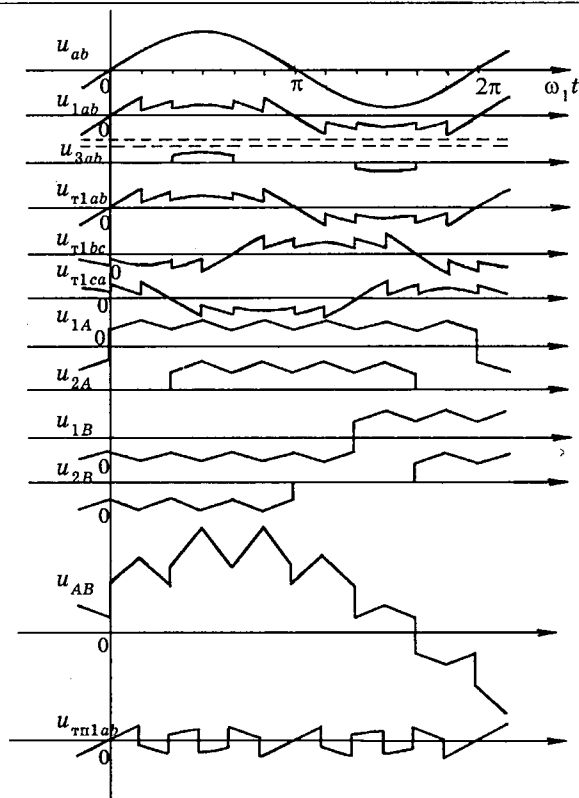


Рис.2. Временные диаграммы напряжений преобразователя по схеме на рис.1,а при $n=6$, $l=6$, $f_2=1/2f_1$

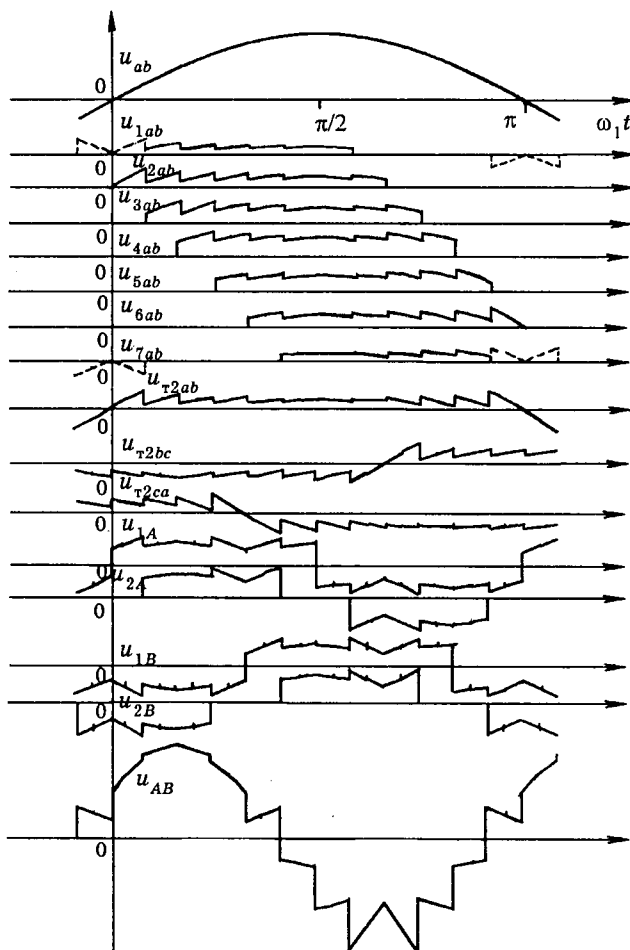


Рис.3. Временные диаграммы напряжений преобразователя по схеме на рис.1,б при $n=12$, $l=6$, $f_2=2f_1$

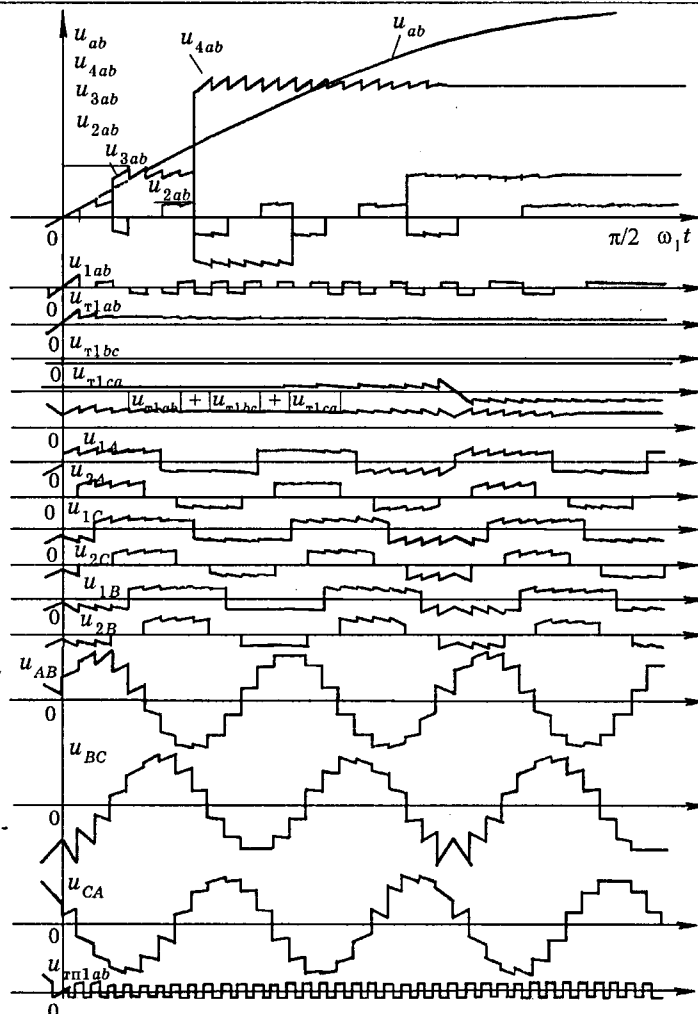


Рис.4. Временные диаграммы напряжений преобразователя по схеме на рис.1,г при $n=72$, $l=6$, $f_2=12f_1$

— на рис.2—4. На первичной стороне производится «горизонтальное» или «векторное» разложение каждого линейного напряжения соответственно на три или на семь однополярных квазипрямоугольных составляющих (рис.1,а—в, 2, 3) или на четыре двухполярные (кроме самой мощной — однополярной) квазипрямоугольные составляющие (рис.1,г и 4). Очевидно, не показанные на рисунках составляющие линейных напряжений u_{bc} и u_{ca} отличаются от приведенных составляющих линейного напряжения u_{ab} в основном сдвигом фаз на 120° .

В общем случае любого числа интервалов n в полупериоде, кратного шести, и числа квазипрямоугольных однополярных составляющих $m_v = M_{\max}$ обобщенные уравнения для напряжений первой и последующих от 2 до M_{\max} составляющих, на которые «горизонтально» разлагаются первичные линейные напряжения u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} , полученные в [1], с учетом трехфазного входа ПЧ, будут

представлять следующие зависимости:

$$u_{1ab, bc, ca} = U_{n1m} \frac{\sin \alpha}{\sin\left(N - \frac{1}{2}\right)2\alpha} f_{\pi}(\omega_1 t + \xi) \sin(\omega_1 t + \xi); (1)$$

$$u_{Mab, bc, ca} = U_{n1m} \frac{\sin \alpha \cos(M-1)2\alpha}{\sin\left(N - \frac{1}{2}\right)2\alpha} \{f_{\pi}[\omega_1 t - (M-1) \times 2\alpha + \xi] + f_{\pi}[\omega_1 t + (M-1)2\alpha + \xi]\} \sin(\omega_1 t + \xi). (2)$$

Здесь U_{n1m} — амплитуда первичных линейных напряжений, равных фазовым u_{ab} ,

$$u_{bc}, u_{ca}; 2\alpha, N = E_1\left(\frac{\omega_1 t + \xi}{2\alpha}\right) + 1 \text{ — длительность и номер интервалов в периоде } 2\pi \text{ составляющих первичных линейных напряжений; } M \text{ — номер составляющей в уравнении (2) первичных линейных напряжений; } \xi \text{ — фазовый сдвиг, равный } \xi = 0 \text{ для } u_{ab},$$

$\xi = -\frac{2\pi}{3}$ для u_{bc} , $\xi = \frac{2\pi}{3}$ для u_{ca} ; $f_{\pi}(\omega_1 t + \xi) =$

$$= (-1)^{E_1\left(\frac{\omega_1 t + \xi}{\pi}\right)} f_{\pi}[\omega_1 t - (M-1)2\alpha + \xi] =$$

$$= (-1)^{E_1\left[\frac{\omega_1 t - (M-1)2\alpha + \xi}{\pi}\right]}; f_{\pi}[\omega_1 t + (M-1)2\alpha + \xi] =$$

$$= (-1)^{E_1\left[\frac{\omega_1 t + (M-1)2\alpha + \xi}{\pi}\right]} \text{ — прямоугольные синусы с периодом } 2\pi; E_1\left(\frac{\omega_1 t + \xi}{\pi}\right),$$

$$E_1\left[\frac{\omega_1 t - (M-1)2\alpha + \xi}{\pi}\right], E_1\left[\frac{\omega_1 t + (M-1)2\alpha + \xi}{\pi}\right],$$

$E_1\left(\frac{\omega_1 t + \xi}{2\alpha}\right)$ — функции «антье», изменяющиеся на единицу при изменении $\omega_1 t$ на π или на 2α .

Напряжения $u_{1ab, bc, ca}$ и $u_{Mab, bc, ca}$ ($M=2 \div M_{\max}$), если их записать с помощью коммутационных разрывных функций $KP\Phi_{1ab, bc, ca} = f_{\pi}(\omega_1 t + \xi)$

и $KP\Phi_{Mab, bc, ca} = \frac{1}{2} \{f_{\pi}[\omega_1 t - (M-1)2\alpha + \xi] + f_{\pi}[\omega_1 t + (M-1)2\alpha + \xi]\}$, будут представляться следующими упрощенными выражениями:

$$u_{1ab, bc, ca} = U_{n1m} \frac{\sin \alpha}{\sin\left(N - \frac{1}{2}\right)2\alpha} \times KP\Phi_{1ab, bc, ca} \sin(\omega_1 t + \xi); (1a)$$

$$u_{Mab, bc, ca} = U_{n1m} \frac{2 \sin \alpha \cos(M-1)2\alpha}{\sin\left(N - \frac{1}{2}\right)2\alpha} \times KP\Phi_{Mab, bc, ca} \sin(\omega_1 t + \xi). (2a)$$

Таким образом, «горизонтальное» разложение синусоидальных линейных напряжений в конечный ряд квазипрямоугольных функций представляет сумма:

$$u_{ab, bc, ca} = \sum_{M=1}^{M_{\max}} u_{Mab, bc, ca}. (3)$$

В случае необходимости «векторного» разложения первичных линейных напряжений в многофазных ПЧ следует также использовать результаты создания структуры и теории впервые предложенного безфильтрового преобразователя с питанием от сети однофазного напряжения и с многофазным выходом [1]. В этой статье ограничимся только изложением особенностей процессов во взятом в качестве примера трехфазно-трехфазном ПЧ, принципиальная электрическая схема которого приведена на рис.1,б. Напомним, что при «векторном» разложении длительность рабочей части полупериода $T_1/2$ у квазипрямоугольных составляющих со сдвигом фаз 2α или равна $2/3\pi$, или уменьшена, например, при $n = 12$ на два интервала (см. на рис.3 составляющие u_{1ab} и u_{7ab} , показанные пунктиром на исключаемых интервалах, когда разность этих составляющих равна нулю). В общем случае любого n длительность рабочей части $T_1/2$ сокращается у составляющих с номерами

$$M=1 \div (n/6-1) \text{ и } M=(n/2+1) \div M_{\max}, \text{ где } M_{\max} = m_0 = 2/3n - 1.$$

На основании полученных в [1] уравнений для мгновенных значений квазипрямоугольных составляющих синусоидального напряжения с трехфазным входом будут справедливы следующие выражения:

— составляющие длительностью $2/3\pi$

$$u_{Mab, bc, ca} = U_{n1m} \frac{\sin \alpha \cos\left(\left|M - \frac{n}{3}\right| + \frac{\pi}{6}\right)2\alpha}{\sin\left(N - \frac{1}{2}\right)2\alpha} \times \left[f_{\pi}(\omega_1 t - 2M\alpha + \frac{\pi}{6} + \xi) + f_{\pi}(\omega_1 t - 2M\alpha + \frac{\pi}{2} + \xi)\right] \times \sin(\omega_1 t + \xi); M = \frac{n}{6} \div \frac{n}{2};$$

— составляющие с уменьшенной длительностью

$$u_{Mab, bc, ca} = U_{\pi 1 m} \frac{\sin \alpha \cos \left(\left| M - \frac{n}{3} \right| + \frac{\pi}{6} \right) 2\alpha}{\sin \left(N - \frac{1}{2} \right) 2\alpha} \times \\ \times \left[f_n(\omega_1 t - 2M\alpha + \xi) + f_n(\omega_1 t - 2M\alpha + \frac{\pi}{2} + \xi) \right] \times \\ \times \sin(\omega_1 t + \xi); \quad M = 1 + \left(\frac{n}{6} - 1 \right); \\ M = \left(\frac{n}{2} + 1 \right) + \left(\frac{2}{3}n - 1 \right).$$

Отсюда следует, что в каждом $\pi/2$ все составляющие имеют рабочую часть и паузу.

Если составляющие линейных напряжений двухполярные, то для определения $u_{Mab, bc, ca}$ следует также воспользоваться методикой, изложенной в [1], с применением троичной системы счисления.

Согласно выражениям (19) и (20) [1] квазипрямоугольные составляющие

$$u_{Mab, bc, ca} = U_{\pi 1 m} \frac{b_{MN} 3^{M-1}}{\sum_{M=1}^{M_{\max}} b_{MN} 3^{M-1}} \sin(\omega_1 t + \xi). \quad (4)$$

При этом нужно пользоваться вышеприведенными для однополярных составляющих значениями N , ξ , $M = 1 + M_{\max}$ ($M_{\max} = m_0$), а цифры троичной системы счисления определяются по методологии, изложенной в [1] с учетом трехфазного входа ПЧ. Однополярные и двухполярные составляющие показаны на рис.2—4.

Сформированные на первичной стороне и подлежащие трансформации на частоте f_1 квазипрямоугольные напряжения без пауз, являющиеся выходными напряжениями ячеек на первичной стороне ($u_{\pi 1 ab}$, $u_{\pi 1 bc}$, $u_{\pi 1 ca}$), даны на рис.2, причем только соответствующие первым составляющим «горизонтального» разложения первичных линейных напряжений, т.е. составляющим u_{1ab} , u_{1bc} , u_{1ca} . Квазипрямоугольные напряжения без пауз для остальных составляющих первичных линейных напряжений отличаются значением, но не формой, поскольку обуславливаются одним и тем же магнитным потоком квазитреугольной формы для каждого линейного напряжения, однако имеют разную длительность рабочей части $\pi/2$, в течение которой протекает ток и происходит передача электроэнергии.

В преобразователе с «горизонтальным» разложением линейных напряжений первая ($M=1$) составляющая не имеет пауз и поэтому справедливо равенство:

$$u_{\pi 1 ab, bc, ca} = u_{1ab, bc, ca}. \quad (5)$$

Остальные напряжения $u_{\pi Mab, bc, ca}$ с $M = 2 + M_{\max}$ связаны с $u_{1ab, bc, ca}$ согласно выражению (7) в [1] уравнением:

$$u_{\pi Mab, bc, ca} = 2 \cos(M-1) 2\alpha u_{1ab, bc, ca}. \quad (6)$$

В случае «векторного» разложения первичных линейных напряжений на однополярные составляющие на каждое линейное напряжение, так же как и при «горизонтальном» разложении, постоянно включен контур из меняющегося числа секций первичной обмотки в пределах от 1 до $(2/3)n-1$ в течение $(1/2)T_1$ связанных с единым магнитным потоком квазитреугольной формы. Следовательно, формируемые напряжения на секциях первичной и вторичной обмоток, являющиеся выходными напряжениями ячеек первичной стороны и входными — ячеек вторичной стороны, имеют квазипрямоугольную форму без пауз, хотя участвуют в передаче электроэнергии только в течение рабочей части соответствующего полупериода ($T_1/2$ или $T_2/2$). Для определения напряжений секций вторичной стороны и коэффициентов трансформации, связывающих числа витков секций на первичной и вторичной стороне, выбирается на первичной стороне базовое напряжение, в качестве которого принимается среднее значение напряжения составляющей, на первом интервале воспринимающей полное напряжение сети. Однако номер этой составляющей $M = n/6$ в отличие от номера $M = N = 1$ при «горизонтальном» разложении. Таким образом, базовое напряжение $U_{T(\frac{n}{6})_{cp}} = U_{(\frac{n}{6})_{cp}}$.

Напряжение секции на вторичной стороне

$$U_{T, Dcp} = K_{T(\frac{n}{6})D} U_{T(\frac{n}{6})_{cp}}, \quad \text{где } K_{T(\frac{n}{6})D} — \text{отношение чисел витков вторичной с номером } D \\ (\omega_{2D}) \text{ и первичной с номером } M=n/6 \left(\omega_{1(\frac{n}{6})} \right)$$

секций. Мгновенное напряжение $U_{T(\frac{n}{6})_{ab, bc, ca}}$ не имеющее паузы, определяется из первого уравнения для $u_{Mab, bc, ca}$ при «векторном» разложении подстановкой $M=n/6$ и заменой

имеющейся в уравнении коммутационной функции следующей: $2f_{\pi}(\omega_1 t + \xi)$. Коммутационные функции на вторичной стороне не меняются, и остаются в силе уравнения, которые будут приведены ниже для ПЧ с «горизонтальным» разложением.

При выполнении преобразователя с двухполярными составляющими $u_{Mab, bc, ca}$ трансформируемые напряжения без пауз $u_{т.пMab, bc, ca}$ с учетом (23) в [1] и трехфазного входа могут быть представлены следующим выражением:

$$u_{т.пMab, bc, ca} = U_{л1m} \frac{3^{M-1}}{\sum_{M=1}^{M_{\max}} b_{MN} 3^{M-1}} \sin(\omega_1 t + \xi). \quad (7)$$

Очевидно, в указанных временных зависимостях определение ξ и N по методике [1] не представляет трудности.

При трансформации электроэнергии в ПЧ на повышенной частоте f_3 , кратной f_1 , для снижения его массы предусматривается промежуточное преобразование (без дополнительных средств) напряжений $u_{Mab, bc, ca}$ с частотой f_1 в напряжения без пауз $u_{т.пMab, bc, ca}$ с частотой f_3 , модулированные по амплитуде (мгновенному значению) напряжениями $u_{т.пMab, bc, ca}$ с частотой f_1 . В общем случае высокочастотного преобразования линейных напряжений $u_{ab, bc, ca}$ для исключения подмагничивания, возможного при нечетном, кратном трем n , или появления низкочастотной составляющей в магнитном потоке трансформатора (на частоте f_1) при нечетном n , кратном шести, высокочастотные напряжения $u_{т.пMab, bc, ca}$ должны определяться из следующего уравнения:

$$u_{т.пMab, bc, ca} = u_{т.пMab, bc, ca} f_{\pi}(\omega_1 t + \xi) f_{\pi}(\omega_1 t), \quad (8)$$

где q — целое число.

Из (2), (5), (6), (8) получим:

$$\left. \begin{aligned} u_{т.п1ab, bc, ca} &= U_{л1m} \frac{\sin \alpha}{\sin\left(N - \frac{1}{2}\right) 2\alpha} \frac{f_{\pi}(\omega_1 t)}{nq} \times \\ &\times \sin(\omega_1 t + \xi); nq = f_3/f_1, q = \text{целое число}; \\ u_{т.пMab, bc, ca} &= u_{т.п1ab, bc, ca} 2\cos(M-1)2\alpha; \\ M &= 2 \div M_{\max}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Это правило было принято в [1] при разложении однофазного напряжения на однополярные квазипрямоугольные составляющие (высокочастотное напряжение, обозначаемое в [1] $u_{т.п11}$). Что касается разложе-

ния напряжения сети на двухполярные квазипрямоугольные составляющие, то приведенное в [1] выражение (24) для принятого четного n , кратного шести, обуславливает только малую низкочастотную составляющую в магнитном потоке. Для ее исключения, а также возможности подмагничивания при нечетном n , высокочастотные напряжения $u_{т.пMab, bc, ca}$ должны определяться согласно (7) и (8) из следующего уравнения:

$$u_{т.пMab, bc, ca} = U_{л1m} \frac{3^{M-1}}{\sum_{M=1}^{M_{\max}} b_{MN} 3^{M-1}} \times f_{\pi}(\omega_1 t + \xi) f_{\pi}(\omega_1 t) \sin(\omega_1 t + \xi). \quad (10)$$

Одно из трех высокочастотных модулированных напряжений $u_{т.п1ab}$ приведено на рис.2 и 4.

Перейдем к вопросу о синтезе на вторичной стороне преобразователя квазисинусоидальных линейных напряжений из квазипрямоугольных составляющих с частотой f_1 или f_3 (с модуляцией).

Как показано в [1], выходное напряжение

ячейки с полупериодом $\frac{T_2}{2} = \frac{1}{2f_2}$ и числом

интервалов в нем l , причем $f_2 \leq f_1 \frac{n}{l}$, опре-

деляется произведением модуля (выпрямленного значения) напряжения на ее входе и заданной коммутационной функцией:

$$KPF_{ДА} = \frac{1}{2} \{f_{\pi}[\omega_2 t - (D-1)2\beta] + f_{\pi}[\omega_2 t - (D-1)2\beta]\}, \beta = \frac{\pi}{2l}. \quad (11)$$

Имеется в виду, что данная ячейка относится к группе D и фазе A . В случае трехфазно-трехфазного ПЧ имеет место соединение выходов трех идентичных ячеек по схеме и числу ключей и обмоточными данными секций обмоток, размещенных на разных фазах магнитной системы, или трех однофазных трансформаторов, или одного трехфазного. Суммарное выходное напряжение трех указанных ячеек, допустим, фазы A ($u_{ДА}$, равное сумме выходных напряжений ячеек $u_{ДАab}$, $u_{ДАbc}$, $u_{ДАca}$) будет определяться произведением суммы модулей разных по фазе входных напряжений трех ячеек $|u_{т.п1ab}|$, $|u_{т.п1bc}|$, $|u_{т.п1ca}|$ в координатах $(u_{т.п}, \omega_2 t)$ и одинаковой коммутационной функцией $KPF_{ДА}$ и, следовательно, будет равно:

$$u_{DA} = \{|u_{\tau Dab}| + |u_{\tau Dbc}| + |u_{\tau Dca}|\} KPF_{DA}. \quad (12)$$

Поскольку входные напряжения указанных ячеек можно заменить выходными напряжениями ячеек на первичной стороне $u_{\tau 1ab}$, $u_{\tau 1bc}$, $u_{\tau 1ca}$ также в координатах $(u_{\tau 1}, \omega_2 t)$ и единым коэффициентом трансформации $K_{\tau 1D}$, определяющимся отношением чисел витков секции группы вторичных обмоток и первой секции первичных обмоток, то после произведенного преобразования получим:

$$u_{DA} = K_{\tau 1D} \{|u_{\tau 1ab}| + |u_{\tau 1bc}| + |u_{\tau 1ca}|\} KPF_{DA}. \quad (13)$$

Квазипрямоугольные напряжения u_{DV} и u_{DC} , образующиеся на второй стороне фаз В и С, отличаются от u_{DA} только КРФ, которые для этих фаз равны:

$$\left. \begin{aligned} KPF_{DV} &= \frac{1}{2} \left\{ f_{\pi} \left[\omega_2 t - (D-1)2\beta - \frac{2}{3}\pi \right] + \right. \\ &+ f_{\pi} \left[\omega_2 t + (D-1)2\beta - \frac{2}{3}\pi \right] \Big\}, \\ KPF_{DC} &= \frac{1}{2} \left\{ f_{\pi} \left[\omega_2 t - (D-1)2\beta - \frac{\pi}{3} \right] + \right. \\ &+ f_{\pi} \left[\omega_2 t + (D-1)2\beta - \frac{\pi}{3} \right] \Big\}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Искомые выходные линейные квазисинусоидальные напряжения

$$\begin{aligned} u_{AB} &= \sum_{D=1}^{1/3} u_{DA} - \sum_{D=1}^{1/3} u_{DV}; \quad u_{BC} = \sum_{D=1}^{1/3} u_{DV} + \sum_{D=1}^{1/3} u_{DC}; \\ u_{CA} &= - \sum_{D=1}^{1/3} u_{DC} - \sum_{D=1}^{1/3} u_{DA}. \end{aligned} \quad (15)$$

Временные диаграммы напряжений $u_{DA,V}$ или $u_{DA,BC}$ и u_{AB} или $u_{AB,BC,CA}$ трехфазного ПЧ приведены: при $f_2 = (1/2)f_1$ на рис.2, при $f_2 = 2f_1$ — на рис.3, при $f_2 = 12f_1$ — на рис.4 и свидетельствуют о приближении к прямоугольному напряжению $u_{DA,BC}$, поскольку определяются суммой модулей трех сдвинутых по фазе на 120° напряжений $u_{\tau 1ab, bc, ca}$ и, как следствие, о приближении к синусоидальному выходных линейных напряжений рассматриваемых примеров преобразователя по сравнению с однофазно-трехфазным ПЧ.

При трансформации в ПЧ электроэнергии на повышенной частоте f_3 , кратной f_1 , суммарное выходное напряжение трех ячеек, допустим, u_{DA} , будет связано с модулями входных напряжений ячеек $u_{\tau, \pi Dab, bc, ca}$ с частотой f_3 и коммутационной функцией

KPF_{DA} следующим выражением:

$$u_{DA} = \{|u_{\tau, \pi Dab}| + |u_{\tau, \pi Dbc}| + |u_{\tau, \pi Dca}|\} KPF_{DA}. \quad (16)$$

Входящие в (16) вторичные напряжения связаны с первичными (первая секция) $u_{\tau, \pi 1ab, bc, ca}$ коэффициентом трансформации $K_{\tau 1D}$: $u_{\tau, \pi Dab, bc, ca} = K_{\tau 1D} u_{\tau, \pi 1ab, bc, ca}$. После подстановки в (16) их значений получим:

$$u_{DA} = K_{\tau 1D} \{|u_{\tau, \pi 1ab}| + |u_{\tau, \pi 1bc}| + |u_{\tau, \pi 1ca}|\} KPF_{DA}. \quad (17)$$

Из аналогичных уравнений, но содержащих функции KPF_{DV} , KPF_{DC} , можно найти напряжения u_{DV} , u_{DC} , а из уравнений (14), (15) — выходные линейные напряжения u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} в случае трансформации при повышенной частоте, при этом учитывая, что $|u_{\tau, \pi 1ab, bc, ca}| = |u_{\tau 1ab, bc, ca}|$.

Найдем токи во всех цепях преобразователя с однополярными составляющими при «горизонтальном» разложении линейных напряжений, приняв допущения [1], т.е. считая токи нагрузки ПЧ синусоидальными вследствие квазисинусоидальности выходных линейных напряжений и индуктивно-активного характера нагрузки, а также пренебрегая током холостого хода трансформатора. Будем учитывать, что в зависимости от номера интервала одновременно включено и обтекается током различное количество ячеек на первичной и вторичной сторонах.

В основу полученных ниже временных зависимостей для токов (мгновенных и действующих) во всех цепях, сведенных в таблицу, могут быть положены некоторые данные аналогичной таблицы в [1], поскольку трехфазно-трехфазный ПЧ, как уже указывалось, может быть представлен как совокупность трех однофазно-трехфазных ПЧ. При этом необходимо учесть, что в таблице [1] была приведена формула для определения тока в секции вторичной обмотки, в которой допущена описка; в действительности этот ток равен: $i_{\tau 2DA, BC} = i_{A, BC} KPF_{2DA, BC} f_{\frac{\pi}{kf}}(\omega_2 t)$, при этом $f_{\frac{\pi}{kf}}^2(\omega_2 t) = 1$. Указанная описка не влияет на дальнейшие вычисления и остаются в силе остальные приведенные в таблице зависимости.

Одинаковый мгновенный ток во всех включенных секциях фазной первичной обмотки будет определяться суммарным числом их витков и первичной МДС (F_1), равной вторичной МДС (F_2)*, которая в свою

* Ток холостого хода принимается равным нулю.

Параметр	Зависимость	Примечание
Фазовые токи нагрузки i_A, i_B, i_C	$i_A = I_m \sin(\omega_2 t - \varphi)$ $i_B = I_m \sin(\omega_2 t - \varphi - \frac{2\pi}{3})$ $i_C = I_m \sin(\omega_2 t - \varphi + \frac{2\pi}{3})$	I_m — амплитуда тока φ — сдвиг фаз напряжения и тока
Токи в секциях групп Д и фаз А, В, С вторичных обмоток трансформатора $i_{\tau DA}, i_{\tau DB}, i_{\tau DC}$	$i_{\tau DA} = i_A K P \Phi_{DA} \frac{f_{\pi}}{k_f}(\omega_2 t)$ $i_{\tau DB} = i_B K P \Phi_{DB} \frac{f_{\pi}}{k_f}(\omega_2 t)$ $i_{\tau DC} = i_C K P \Phi_{DC} \frac{f_{\pi}}{k_f}(\omega_2 t)$	
Действующее значение тока в секции вторичной обмотки	$I_{\tau DA, B, C} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\psi_1}^{\psi_2} I_m^2 \sin^2(\omega_2 t - \varphi) d\omega_2 t}$ $\psi_1 = (D - 1)2\beta, \psi_2 = \pi - \psi_1$	
Токи в секциях М первичных фазных обмоток $i_{\tau Mab}, i_{\tau Mbc}, i_{\tau Mca}$ фаз ab, bc, ca МДС F_2 , создаваемая токами нагрузка в фазах А, В, С	$i_{\tau Mab} = \frac{F_1}{\sum w_{1ab}} K P \Phi_{Mab} $ $i_{\tau Mbc} = \frac{F_1}{\sum w_{1bc}} K P \Phi_{Mbc} $ $i_{\tau Mca} = \frac{1}{\sum w_{1ca}} K P \Phi_{Mca} $ $F_1 = F_2$ $F_2 = \sum_{D=1}^{1/3} i_{\tau DA} w_{2D} + \sum_{D=1}^{1/3} i_{\tau DB} w_{2D} - \sum_{D=1}^{1/3} i_{\tau DC} w_{2D}$	
Суммарное число витков, обтекаемых током секций первичных фазных обмоток $\sum w_{1ab}, \sum w_{1bc}, \sum w_{1ca}$	$\sum w_{1ab, bc, ca} = w_{11} \frac{\sin(N - \frac{1}{2})2\alpha}{\sin \alpha}$ $N = E_1 \left(\frac{w_1 t + \xi}{2\alpha} \right) + 1$	w_{11} — число витков первой секции первичной фазной обмотки
Модули коммутационных разрывных функций $ K P \Phi_{Mab} , K P \Phi_{Mbc} , K P \Phi_{Mca} $	$ K P \Phi_{Mab, bc, ca} = \frac{1}{2} \left\{ f_{\pi}[w_1 t - (M - 1)2\alpha + \xi] + \right.$ $\left. + f_{\pi}[w_1 t + (M - 1)2\alpha + \xi] \right\}$	
Действующее значение тока в секции первичной обмотки	$I_{\tau Mab, bc, ca} = \sqrt{\frac{1}{\pi k_f} \int_0^{\pi k_f} i_{\tau Mab, bc, ca}^2 d\omega_1 t}; \quad k_f > 1$ $I_{\tau Mab, bc, ca} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{\tau Mab, bc, ca}^2 d\omega_1 t}; \quad k_f \leq 1$	$k_f = \frac{f_1}{f_2}$ — целое число $\frac{1}{k_f}$ — целое число
Фазовые токи потребления	$i_{\Phi ab} = \frac{F_1}{\sum w_{1ab}}; \quad i_{\Phi bc} = \frac{F_1}{\sum w_{1bc}}; \quad i_{\Phi ca} = \frac{F_1}{\sum w_{1ca}}$	
Линейные тока потребления	$i_{\text{ла}} = i_{\Phi ab} - i_{\Phi ca}, \quad i_{\text{лб}} = i_{\Phi bc} - i_{\Phi ab}, \quad i_{\text{лс}} = i_{\Phi ca} - i_{\Phi bc}$	

очередь, определяется на каждом интервале и в каждой из фаз (ab , bc , ca) магнитной системы ПЧ токами включенных секций трех фаз (A , B , C) на вторичной стороне. Три фазы магнитной системы вследствие равенства токов в секциях последовательно соединенных ячеек каждой из фаз допустим, фазы A , вторичной стороны. т.е.

$$(i_{\tau DA})_{ab} = (i_{\tau DA})_{bc} = (i_{\tau DA})_{ca},$$

имеют одинаковые МДС на вторичной и, следовательно, на первичной сторонах. Таким образом, один и тот же мгновенный ток во всех включенных (обтекаемых током) секциях фазы или ab , или bc , или ca — $i_{\tau Mab, bc, ca}$, обозначенный $i_{\tau 1M}$ в [1], будет определяться (таблица):

— одинаковой МДС $F_1 = F_2$;

— разным суммарным числом их витков $\sum w_{1ab, bc, ca}$, которое зависит от номера интервала N , в свою очередь связанного с ξ и др., как это было показано выше;

абсолютным значением (модулем) коммутационной функции $|KPF_{Mab, bc, ca}|$, принимающей одно из двух значений (1 или 0).

В таблице приведены полученные уравнения (для целых f_1/f_2 при $f_1 > f_2$ и f_2/f_1 при $f_2 > f_1$) действующих значений токов в секциях фаз, затем уравнения фазовых и линейных токов преобразователя. Очевидно, выражения для фазовых токов и токов в секциях отличаются только отсутствием в первых коммутационных разрывных функций, поскольку фазовые токи не имеют пауз.

Для определения токов во всех цепях при «векторном» разложении u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} используются зависимости таблицы со следующими изменениями. При определении токов $i_{\tau Mab, bc, ca}$, $i_{\phi ab, bc, ca}$ w_{11} должны быть заменены на $w_{1(\frac{\pi}{6})}$, коэффициент $K_{\tau 1D}$ — на $K_{\tau(\frac{\pi}{6})}$, коммутационные функции $KPF_{Mab, bc, ca}$ на

$$\frac{1}{2} \left[f_{\pi}(w_1 t - 2M\alpha + \frac{\pi}{6} + \xi) + f_{\pi}(w_1 t - 2M\alpha + \frac{\pi}{2} + \xi) \right]$$

$$\text{или } \frac{1}{2} \left[f_{\pi}(w_1 t - 2M\alpha + \xi) + f_{\pi}(w_1 t - 2M\alpha + \frac{\pi}{2} + \xi) \right]$$

в зависимости от M .

Приведенные в таблице формулы могут быть использованы также для определения токов преобразователя с двухполярными составляющими напряжений u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} при условии введения следующих уточнений. Суммарное число витков секций первичной

обмотки фазы ab или bc , или ca должно определяться из выражения:

$$\sum w_{1ab, bc, ca} = w_{11} \sum_{M=1}^{M_{\max}} b_{MN} 3^{M-1}. \quad (18)$$

Входящая в таблице в формулу для тока в секции первичной обмотки $i_{\tau Mab, bc, ca}$ коммутационная функция должна быть представлена для каждой ячейки и каждого интервала соответствующей цифрой b_{MN} , определяемой по методике, изложенной в [1], и с учетом трехфазного входа ПЧ. При этом искомый ток определяется в течение или T_1 ($T_1 \geq T_2$), или T_2 ($T_1 < T_2$).

Введение трансформации на повышенной частоте для снижения массы преобразователя не вносит каких-либо изменений в токи цепей с частотами f_1 и f_2 и в действующие значения токов в секциях вторичной обмотки с частотой f_3 . В секциях первичной обмотки действующее значение тока возрастает в $\sqrt{2}$ только за счет применения схемы со средним выводом (рис.1,б,г).

Амплитуда основной гармоники (U_{m1}) вторичного фазного напряжения при нагрузке уменьшается из-за падения напряжения в ячейках на первичной и вторичной сторонах. Основная гармоника вторичного фазного напряжения ПЧ при нагрузке (в комплексах)

$$\dot{U}_{m1n} \approx \frac{|\dot{U}_{\pi 1m} - \Delta \dot{U}_{1m1}|}{U_{\pi 1m}} (\dot{U}_{m1} - \Delta \dot{U}_{2m1}),$$

где $\Delta \dot{U}_{1m1}$ — основная гармоника суммарного падения напряжения в ячейках фазы (ab или bc , или ca) — усредненного значения суммарных падений напряжения трех фаз на первичной стороне при симметричном токе нагрузки преобразователя; $\Delta \dot{U}_{2m1}$ — основная гармоника суммарного падения напряжения во всех ячейках фазы A или B , или C на вторичной стороне преобразователя при симметричном токе нагрузки.

Глубокое регулирование линейных напряжений бесфильтрового ПЧ, необходимое при частотном регулировании электропривода, осуществляется следующим образом. В преобразователе на вторичной стороне устанавливаются вместо одного два идентичных последовательно соединенных в каждой фазе (A , B , C) комплекта ячеек с выходным напряжением каждого равным половине заданного выходного максимального напряжения преобразователя и с одним и тем же задан-

ным током. Для регулирования выходного напряжения ПЧ изменяются фазы напряжений указанных комплектов (при сохранении их амплитуд) на электрический угол в пределах: для комплекта I — от 0 до $+\gamma_{\max}$, а для комплекта II — от 0 до $-\gamma_{\max}$, при этом $|\gamma_{\max}| \leq \pi/2$. Изменение фаз напряжений комплектов, допустим в фазе А ПЧ, обеспечивается посредством вводимых в (13), вместо $KРФ_{ДА}$ [см.(11)], коммутационных функций первого и второго комплектов соответственно $KРФ_{ДАI}$ и $KРФ_{ДАII}$, представляющих следующие зависимости от угла γ :

$$KРФ_{ДАI} = \frac{1}{2} \{ f_{\pi} [w_2 t - (D-1)2\beta + \gamma] + f_{\pi} [w_2 t + (D-1)2\beta + \gamma] \};$$

$$KРФ_{ДАII} = \frac{1}{2} \{ f_{\pi} [w_2 t - (D-1)2\beta - \gamma] + f_{\pi} [w_2 t + (D-1)2\beta - \gamma] \}.$$

Для фаз В и С преобразователя вместо $KРФ_{ДВ}$ и $KРФ_{ДС}$ используются по две $KРФ_{ДВ,CI}$ и $KРФ_{ДВ,CII}$, полученные добавлением в квадратные скобки уравнений (14) электрического угла γ со знаком «+» для первого комплекта и со знаком «-» для второго комплекта в каждой из фаз ПЧ В и С. Следовательно, выходные квазипрямоугольные напряжения ячеек на вторичной стороне, допустим, фазы А $u_{ДАI}$ и $u_{ДАII}$ соответственно первого и второго комплектов определяются из двух уравнений, заменяющих (13), в которых вместо $KРФ_{ДА}$ применены вышеуказанные $KРФ_{ДАI}$ или $KРФ_{ДАII}$. С учетом вышеизложенного определяются также пары квазипрямоугольных напряжений $u_{ДВИ}^{(I)}$ —

$$u_{ДВИ}^{(II)} \text{ и } u_{ДСI} - u_{ДСII} \text{ ячеек фаз В и С.}$$

Искомые линейные квазисинусоидальные напряжения находятся из следующих выражений, полученных заменой в (15) напряжений $u_{ДА}$, $u_{ДВ}$, $u_{ДС}$ — суммами напряжений $u_{ДАI} + u_{ДАII}$, $u_{ДВИ} + u_{ДВИI}$, $u_{ДСI} + u_{ДСII}$, являющимися функциями электрического угла γ :

$$u_{AB} = \sum_{d=1}^{1/3} (u_{ДАI} + u_{ДАII}) - \sum_{d=1}^{1/3} (u_{ДВИ} + u_{ДВИI});$$

$$u_{BC} = \sum_{d=1}^{1/3} (u_{ДВИ} + u_{ДВИI}) + \sum_{d=1}^{1/3} (u_{ДСI} + u_{ДСII});$$

$$u_{CA} = - \sum_{d=1}^{1/3} (u_{ДСI} + u_{ДСII}) - \sum_{d=1}^{1/3} (u_{ДАI} + u_{ДАII}).$$

Очевидно, при изменении модуля электрического угла γ в пределах от $|\gamma_{\max}| = \pi/2$ до 0 выходные линейные напряжения возрастают соответственно от 0, когда сумма находящихся в противофазе выходных напряжений (фазных и линейных) двух комплектов равна нулю, до суммы синфазных выходных напряжений двух комплектов, т.е. удвоенного выходного напряжения одного, первого комплекта:

$$u_{ДВ} = 2 \left(\sum_{d=1}^{1/3} u_{ДАI} - \sum_{d=1}^{1/3} u_{ДВИ} \right);$$

$$u_{BC} = 2 \left(\sum_{d=1}^{1/3} u_{ДВИ} + \sum_{d=1}^{1/3} u_{ДСI} \right);$$

$$u_{CA} = -2 \left(\sum_{d=1}^{1/3} u_{ДСI} + \sum_{d=1}^{1/3} u_{ДАI} \right).$$

Алгоритмы управления ключами на первичной стороне в случае простейшей схемы на рис.1,а для преобразователя с однополярными составляющими «горизонтального» разложения линейных напряжений u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} основываются на коммутационных функциях $KРФ_{Mab,bc,ca}$, которые представляют обобщенную временную зависимость в системе координат $(KРФ, \omega_1 t)$ — в фигурных скобках уравнения (2), и умноженную на коэффициент 1/2. Напряжения управления нижних и верхних ключей ячеек (на рис.1,а второй и третьей в каждой фазе, поскольку первая ячейка не управляется) будут представлять зависимости:

$$u_{yMab,bc,ca\pi} \sim |KРФ_{Mab,bc,ca}|;$$

$$u_{yMab,bc,ca\pi} \sim |1 - KРФ_{Mab,bc,ca}|, \quad (19)$$

где $M = 2 + M_{\max}$.

Когда $KРФ = 1$, нижний ключ замкнут, а верхний — разомкнут. При этом соответствующая ячейка обтекается током, т.е. находится в рабочей части $T_1/2$. В остальную часть полупериода — паузу $KРФ = 0$ и ячейка обесточена разомкнутым нижним ключом, а верхний ключ замкнут, обеспечивая непрерывность тока в фазе.

В соответствии с задачей ячеек на вторичной стороне — образованием трехфазной системы квазисинусоидальных линейных напряжений с заданными амплитудой и частотой, алгоритмы управления ключами базируются на временных зависимостях (11)—(14), содержащих коммутационные функции $KРФ_{ДА}$, $KРФ_{ДВ}$, $KРФ_{ДС}$, а также коммутаци-

онные функции $KP\Phi_{1ab, bc, ca}$, которые входят в (1, а) и напряжения $u_{\tau 1ab, bc, ca}$ согласно (5), в свою очередь составляющие напряжение $u_{ДА}$ согласно (13). На основании изложенного для напряжений управления левых, правых ($D=1 \div l/3$) и средних ($2-l/3$) ключей ячеек на вторичной стороне ПЧ по схеме на рис.1, а получаются следующие выражения в координатах ($KP\Phi$, $\omega_2 t$):

фаза А

$$\left. \begin{aligned} u_{yDAab, bc, ca \pi} &= -u_{yDAab, bc, ca \pi} \sim KP\Phi_{1ab, bc, ca} KP\Phi_{ДА}; \\ u_{yDAab, bc, ca c} &\sim (1 - |KP\Phi_{1ab, bc, ca} KP\Phi_{ДА}|); \\ \text{фаза В} \\ u_{yDVab, bc, ca \pi} &= -u_{yDVab, bc, ca \pi} \sim KP\Phi_{1ab, bc, ca} KP\Phi_{ДВ}; \\ u_{yDVab, bc, ca c} &\sim (1 - |KP\Phi_{1ab, bc, ca} KP\Phi_{ДВ}|); \\ \text{фаза С} \\ u_{yDCab, bc, ca \pi} &= -u_{yDCab, bc, ca \pi} \sim KP\Phi_{1ab, bc, ca} KP\Phi_{ДС}; \\ u_{yDCab, bc, ca c} &\sim (1 - |KP\Phi_{1ab, bc, ca} KP\Phi_{ДС}|). \end{aligned} \right\} (20)$$

Когда $KP\Phi_{ДА, В, С} = 1$, соответствующая ячейка на вторичной стороне находится в рабочей части $T_2/2$ и обтекается током через замкнутый левый или правый ключ. В оставшуюся часть $T_2/2$ (паузу) эта $KP\Phi = 0$, левый и правый ключи разомкнуты и ячейка обесточена, а средний ключ согласно (20) замкнут и ток в фазе не прерывается.

При трансформации энергии на повышенной частоте преобразователь с «горизонтальным» разложением напряжений на однополярные составляющие должен иметь на первичной стороне, например, при $n=6$, одну ячейку с двумя ключами, а две — с тремя (рис.1, в) в каждой из трех фаз ПЧ, включенные последовательно на линейные напряжения u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} . Примем, что на вторичной стороне образуются также три фазы, а количество ячеек то же самое, поэтому ее электрическая схема не меняется.

Алгоритмы управления ключами на первичной стороне основываются на использовании коммутационных функций $KP\Phi_{Mab, bc, ca}$ в (2, а) и $f_{\frac{\pi}{nq}}(\omega_1 t)$ в (8) и (9). Ал-

горитмы управления средних ключей, которые имеются в каждой фазе во всех ячейках, кроме первой, такие же, как и верхних ключей ячеек на первичной стороне в схеме на рис.1, а, поскольку и те и другие ключи закорачивают с частотой f_1 входы ячеек в нерабочую часть каждого полупериода. Ал-

горитмы работы правых и левых ключей всех ячеек, переключающих цепи с частотой f_3 на рабочей части полупериода $T_1/2$, определяются двумя функциями: переключающей коммутационной функцией частоты f_3 — $f_{\frac{\pi}{nq}}(\omega_1 t)$ и модулем коммутационной фун-

кции частоты f_1 , разделяющей полупериод $T_1/2$ на рабочую часть и паузу, который равен $|KP\Phi_{Mab, bc, ca}|$. Таким образом, напряжения управления средних, правых и левых ключей будут представлять следующие зависимости:

$$\left. \begin{aligned} u_{yMab, bc, ca c} &\sim (1 - |KP\Phi_{Mab, bc, ca}|), M = 2 \div M_{\max}; \\ u_{yMab, bc, ca \pi} &= -u_{yMab, bc, ca \pi} \sim \\ &\sim |KP\Phi_{Mab, bc, ca}| f_{\frac{\pi}{nq}}(\omega_1 t), M = 1 \div M_{\max}. \end{aligned} \right\} (21)$$

На вторичной стороне алгоритмы могут быть построены на основе уравнений (8), (9), (16), (17), которые содержат: коммутационную функцию $f_{\frac{\pi}{nq}}(\omega_1 t)$ в системе координат

($KP\Phi$, $\omega_1 t$) [или $f_{\frac{\pi}{k, nq}}(\omega_2 t)$ в системе координат ($KP\Phi$, $\omega_2 t$)], входящую в уравнение $u_{\tau, \pi 1ab, bc, ca}$, и коммутационные функции $KP\Phi_{ДА, В, С}$, входящие в уравнения $u_{ДА, В, С}$.

Уравнения для напряжений управления ключами всех ячеек должны строиться по тому же принципу, который был положен в основу для уравнений (20), только должны заменяться коммутационные функции $KP\Phi_{1ab, bc, ca}$ с частотой f_1 функцией $f_{\frac{\pi}{k, nq}}(\omega_2 t)$

с частотой f_3 в соответствии с изменением частоты напряжений секций первичной и вторичной обмоток. В этом случае левые и правые ключи будут или переключаться в противофазе с частотой f_3 в рабочую часть $T_2/2$ или размыкаться, когда будут замкнуты средние ключи. Таким образом, для напряжений управления ключей, допустим фазы А, будут справедливы следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_{yDAab, bc, ca \pi} &= -u_{yDAab, bc, ca \pi} \sim f_{\frac{\pi}{k, nq}}(\omega_2 t) KP\Phi_{ДА}; \\ u_{yDAab, bc, ca c} &\sim \left(1 - \left| f_{\frac{\pi}{k, nq}}(\omega_2 t) KP\Phi_{ДА} \right| \right). \end{aligned} \right\} (22)$$

Аналогичные уравнения не представляет труда получить для фаз В и С.

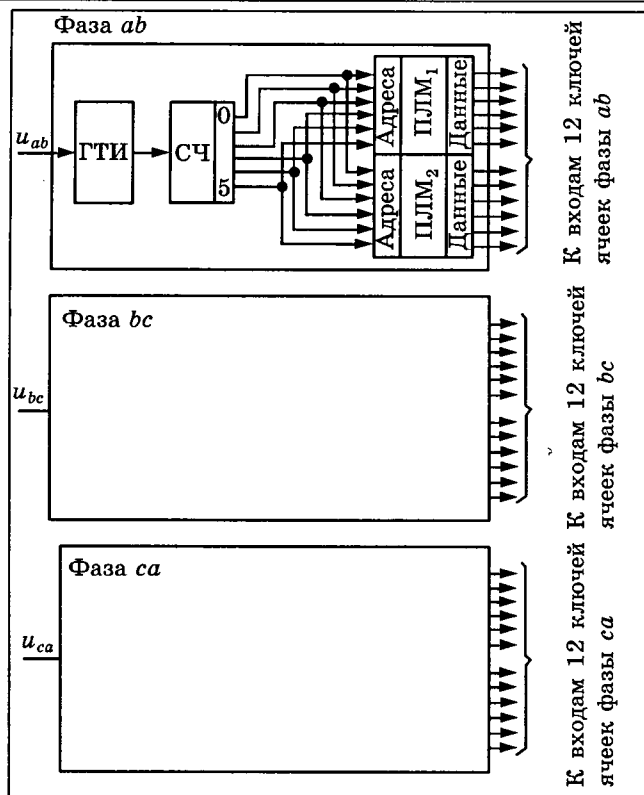


Рис.5. Структурная схема управления ключами на первичной стороне преобразователя с $m_0=4$, $n=72$

Периодически изменяющиеся напряжения управления в соответствии с уравнениями (19) и (21) могут быть получены с помощью относительно простых устройств. Значительно сложнее получить алгоритмы работы и, как следствие, системы управления ключами на первичной стороне ПЧ с разложением линейных напряжений на двухполярные составляющие. В [1] показана целесообразность для управления процессом разложения входного однофазного напряжения применения программируемого логического устройства. Очевидно, его следует использовать и в случае ПЧ с трехфазным входом.

На рис.5 приведена структурная схема управления ключами на первичной стороне конкретного преобразователя с $m_0 = 4$ и, следовательно, по четыре составляющих в каждом линейном напряжении, но благодаря их двухполярности позволяющего получить в каждом полупериоде $T_1/2$ 72 интервала ($n=72$), вместо 12 интервалов в ПЧ с шестью однополярными составляющими и тем самым существенно повысить качество выходного напряжения преобразователя. Согласно этой схеме тактовые импульсы с ча-

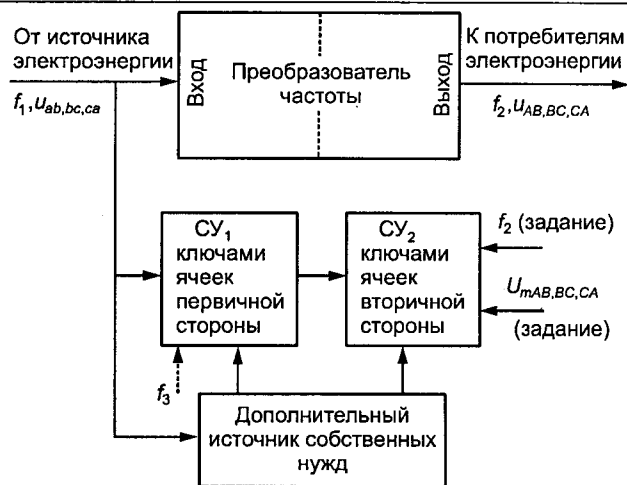


Рис.6. Структурная схема трехфазно-трехфазного бесфильтрового преобразователя частот

стотой nf_1 генераторов (ГТИ), синхронизированных и синфазированных с сетью трехфазного напряжения, подаются на входы трех реверсивных двоичных счетчиков (СЧ). Шесть частично используемых разрядов на выходах их в каждой фазе соединены с параллельно включенными входами двух программируемых логических матриц (ПЛМ), например, типа 1556ХЛ8 (или двух ПЗУ). Каждому из 36 состояний на входах ПЛСМ должно соответствовать определенное состояние на каждом выходе ее. Поскольку цифра b_{MN} может быть трехзначной и в каждой ячейке ПЧ имеется три ключа, то для управления ими требуется двоичный трехразрядный код, а для управления четырьмя ячейками у ПЛМ должно быть 12 выходов; учитывая, что одна ПЛМ указанного типа имеет 8 выходов, необходимо применить две матрицы (ПЛМ 1 и ПЛМ 2); соответствующая часть их выходов будет связана транзисторами 12 ключей или непосредственно, или через согласующие элементы.

Поэтому в ряде случаев для исключения фильтров целесообразно идти на увеличение количества ключей при сохранении в основном их суммарной установленной мощности и применять не только в однофазно-трехфазном ПЧ, но и в трехфазно-трехфазном трансформаторы с повышенной частотой трансформации (f_3), имеющие малую массу и снижающуюся с уменьшением габаритных размеров реактивность.

Из изложенного вытекает структурная схема многофазного бесфильтрового преобразователя частоты, изображенная на рис.6.

Выводы

1. Разработаны принципы построения и решены вопросы теории многофазных бесфильтровых преобразователей частоты.

2. Предложенные преобразователи основаны на:

— разложении одним из трех способов каждой фазы входного синусоидального напряжения на квазипрямоугольные составляющие и формировании квазипрямоугольных напряжений без пауз, являющихся выходными напряжениями ячеек на первичной стороне трех фаз трансформатора (в случае трехфазного выхода);

— передаче электроэнергии каждой составляющей, образуемой ячейкой, когда она включена (обтекает ток), на вторичную сторону трансформатора с квазипрямоугольным магнитным потоком и нахождении выключенной ячейки в режиме холостого хода с тем же средним значением напряжения, вследствие магнитной связи ячейки с включенной частью первичной обмотки, в оставшуюся часть полупериода — паузу;

— сложении на вторичной стороне модулей (выпрямленных значений) квазипрямоугольных напряжений, сдвинутых по фазе на 120° (в случае трехфазного входа) для приближения к прямоугольной форме напряжений на выходах ячеек, образующих каждую фазу выходного напряжения, и синтезе из указанных напряжений выходных

квазисинусоидальных линейных напряжений со сколь угодно малым коэффициентом гармоник, как с понижением, так и с повышением их частоты.

3. Полученные основные зависимости для напряжений и токов ПЧ позволяют производить расчеты их с применением современных средств вычислительной техники.

4. Преимущества нового направления в области преобразователей частоты обуславливаются, прежде всего, исключением частотно-зависимых элементов, которыми являются фильтры, и заменой их практически безреактивным элементом — трансформатором, ток холостого хода которого несоизмеримо меньше тока нагрузки. Причем масса трансформатора может быть малой благодаря повышению рабочей частоты трансформации, осуществляемому без применения дополнительных средств или с незначительным увеличением количества ключей.

Список литературы

1. Константинов В.Г. Преобразователи частоты и числа фаз для регулируемых электроприводов с питанием от сетей однофазного напряжения // Электротехника. 1996. № 6.
2. А.с.1656642, А.с. 165664443 СССР. Способ преобразования частоты переменного тока / В.Г. Константинов // Открытия. Изобретения. 1991. № 22.
3. Макмарри У. Топология схем энергетической электроники // Тр. института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике США. М.: Мир, 1988. Т.76, № 4.

Особенности функционирования многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения с силовыми каналами повышающего типа

О.М.АРТАМОНОВА, канд.техн.наук

ПГАТИ (г. Самара)

Анализируются особенности функционирования многофазных импульсных преобразователей с силовыми каналами повышающего типа в «особых» точках с полной и частичной компенсацией переменных составляющих токов во входных и выходных цепях. Рассматриваются условия и предлагаются аналитические соотношения, определяющие безразрывность токов МИП.

В маломощных устройствах радиоэлектроники, автоматики и вычислительной техники проблема миниатюризации решается переходом к возрастающей степени интеграции. В области импульсных полупроводниковых преобразователей электрической энергии полностью решить проблему увели-

чения удельной мощности за счет использования интегральных технологий не удается: функционально необходимые элементы импульсных преобразователей (накопительные дроссели и конденсаторы, элементы входных и выходных фильтров, высокочастотные трансформаторы в гальванически

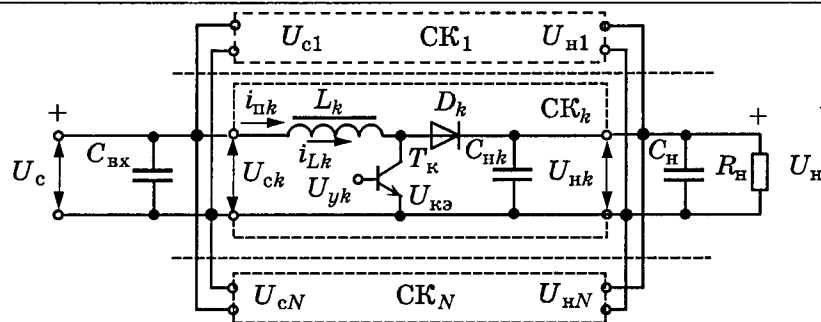


Рис.1. МИП с силовыми каналами понижающего типа

развязанных силовых каналах) не имеют аналогов в интегральном исполнении. Тем более остро и актуально до настоящего времени стоит проблема улучшения технико-экономических показателей преобразователей электрической энергии. Один из известных путей решения этой проблемы — использование многофазного способа преобразования посредством многофазных импульсных преобразователей (МИП), в которых несколько (N) работающих параллельно на общую нагрузку силовых каналов имеют электрические процессы идентичные, но сдвинутые во времени на N -ю часть периода. Происходит компенсация переменной составляющей токов в общих цепях их протекания, уменьшается амплитуда и возрастает частота пульсаций, снижаются требования к входным и выходным фильтрам, более широко используется режим разрывных токов, при котором снижаются коммутационные потери в силовых коммутирующих элементах.

Рассмотрим особенности функционирования МИП с силовыми каналами (СК) повышающего типа, упрощенная схема которого приведена на рис.1 (входные цепи СК параллельно включены к первичному источнику питания с напряжением U_c и выходные цепи параллельно подключены к нагрузке). При многофазном режиме работы электрические процессы в k -х идентичных СК смещены во времени на интервал $t_{ck} = T/N$, где T — период электрических процессов в дросселе, как это показано на рис.2 ($N = 4$, $T = 0,00005$ с, ток нагрузки $i_n = 40$ А, напряжение нагрузки $U_n = 40$ В).

Любой k -й СК повышающего типа потребляет ток в течение всего периода T протекающего тока $i_{Lk}(t)$ через силовой дроссель, т.е. в

течение времени накопления $t_{hk} = t_n$ на интервале $t_{ck} < t < t_{ckn}$ накопления энергии дросселем, где $t_{ckn} = t_{ck} + t_{hk}$, и на интервале возврата энергии первичному источнику $t_{ckn} < t < t_{ckb}$, где $t_{ckb} = t_{ck} + t_{bk}$. Времени накопления соответствует коэффициент накопления $k_n = t_n/T$, времени возврата t_b — коэффициент возврата $K_b = t_b/T$.

При безразрывном режиме работы МИП (на рис.2,а,б индуктивность дросселя силового канала $L_k = 50$ мкГн) в отдельно взятом k -м СК в силовом дросселе характер изменения тока $i_{Lk}(t)$, равного току потребления $i_{пк}(t)$, является непрерывным и равным:

$$i_{Lk}(t) = i_{пк}(t) = I_{\min k} + I_{mk}(t - t_{ck})/t_{hk} \text{ при } t_{ck} < t < t_{ckn} \text{ — интервал накопления;}$$

$$i_{Lk}(t) = i_{bk}(t) = I_{\min k} + I_{mk}[1 + (t_{ckn} - t)/t_{bk}] \text{ при } t_{ckn} < t < t_{ckb} \text{ — интервал возврата.}$$

Когда энергии, накопленной дросселем, недостаточно, ток дросселя $i_{Lk}(t)$ снижается до нуля, возникает интервал паузы при $t_{ckb} < t < T + t_{ck}$, где $i_{Lk}(t) = 0$ в течение времени паузы $t_{пк} = t_n$, режим становится разрывным для тока дросселя СК (рис.2,в,г, $L_k = 5$ мкГн). Времени паузы соответствует коэффициент паузы $K_n = t_n/T$.

Ток нагрузки $i_n(t)$ протекает только в течение времени возврата $t_{bk} = t_b$ и имеет импульсный характер (рис.2,б — безразрывный и рис.2,г — разрывной ток дросселя).

Зависимость $U_c = f(K_n)$ при безразрывном токе СК линейна, напряжение питающей сети U_c для диаграмм рис.2,а,б равно 24 В при $K_n = 0,4$, $K_n = 0$, а средний ток потребления $I_{п.ср} = NI_{hk}(1 - K_n)/(1 - K_n - K_n)$ равен 66,66 А. Зависимость $U_c = f(K_n)$ при разрывном токе дросселя нелинейна, ее график проходит ниже, чем при безразрывном режиме (рис.3, кривые 3,4). Поэтому $U_n = 40$ В

обеспечивается в рассматриваемом примере при $U_c = 18$ В и прежнем значении $K_n = 0,4$. Средний ток потребления зависит от коэффициента паузы и равен 95 А. Чем более разрывной режим при прочих равных условиях, тем больше ток потребления и ниже напряжение питающей сети, что следует учитывать при проектировании рассматриваемых МИП.

Соотношения для определения параметров электрического процесса отдельного СК, основанные на допущениях и математической модели [1], приведены в таблице, где I_{nk} —

выходной ток отдельного СК; U_b — напряжение, приложенное ко входу силового дросселя преобразователя в течение времени потребления энергии от первичного источника с напряжением U_c ; $U_{к.э}$ — напряжение между коллектором и эмиттером силового ключа (рис.1).

Соотношения для определения параметров МИП известны¹. Размах пульсаций тока

¹ Кадацкий А.Ф., Артамонова О.М. Электрические процессы в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения при разрывном и безразрывном режимах работы // Системы и устройства электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: АО ВТ и ПЭ, 1994.

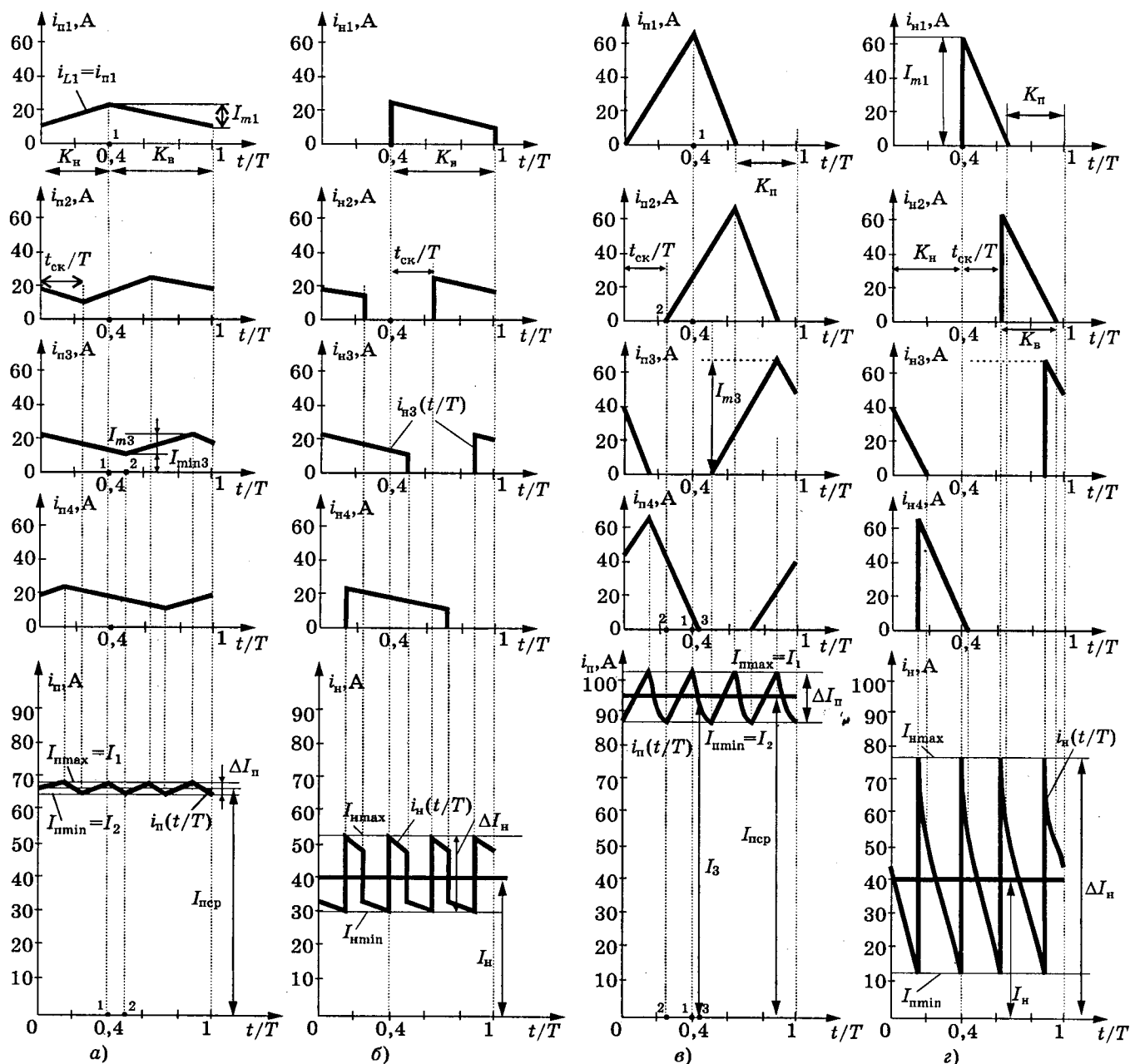


Рис.2. Временные диаграммы МИП, имеющего четыре силовых канала: токи потребления МИП (i_n) и его СК ($i_{n1}-i_{n4}$) при безразрывном (а) и разрывном (в) токах дросселя; выходные токи МИП (i_n) и его СК ($i_{n1}-i_{n4}$) при безразрывном (б) и разрывном (г) токах дросселя

Параметры электрического процесса функционирования СК

Наименование параметра	Стабилизация	Слежение
Параметр нагрузки g_k	$2L_k I_{hk}/(U_n T)$	$2L_k I_{hk}/(U_n T)$
Напряжение на "входе" дросселя U_b	$U_c - U_{к.э}$	$U_n(1-K_n-K_n)/(1-K_n)$
Коэффициент паузы K_n	$1 - \sqrt{g_k U_n/(U_n - U_b)} U_n/U_b$	$1 - K_n - g_k(1 + \sqrt{1 + 4K_n/g_k})/2K_n$
Коэффициент накопления K_n	$(U_n - U_b)(1-K_n)/U_n$	K_n
Коэффициент возврата K_b	$U_b(1-K_n)/U_n$	$1-K_n-K_n$
Размах пульсаций тока дросселя I_{mk}	$U_b(U_n - U_b)T(1-K_n)/U_n L_k$	$U_b K_n T/L_k$
Минимальный ток дросселя I_{mink}	$U_n I_{hk}/U_b(1-K_n) - (U_n - U_b)TU_b(1-K_n)/2U_n L_k$	$I_{hk}/(1-K_n-K_n) - U_b K_n T/2L_k$
Средний ток потребления $I_{п.срk}$	$U_b I_{hk}(1-K_n)^2/U_n$	$I_{hk}/(1-K_n)/(1-K_n-K_n)$
Напряжение питания сети U_c	$U_b + U_{к.э}$	
Напряжение нагрузки U_n	U_n	$U_b(1-K_n)/(1-K_n-K_n)$

потребления определяется как

$$\Delta I_n = I_{n\max} - I_{n\min} = I_1 - \min(I_2, I_3), \quad (1)$$

где $I_{n\max}$, $I_{n\min}$ — максимальные и минимальные токи, потребляемые от первичного источника; I_1 , I_2 , I_3 — суммарные токи МИП в точке 1 отключения силового ключа k -го СК, в точке 2 (ближайшего к точке 1 момента включения одного из СК) и в точке 3 (ближайшего к точке 1 момента достижения нуля тока СК, возвращающего накопленную энергию при разрывном режиме) — рис.2.

Размах пульсаций тока нагрузки равен:

$$\Delta I_n = I_{n\max} - I_{n\min} = I_{mink} + I_{mk}, \quad (2)$$

где $I_{n\max}$, $I_{n\min}$ — максимальные и минимальные токи, потребляемые от первичного источника; I_{mink} , I_{mk} — минимальный и максимальный токи дросселя k -го СК.

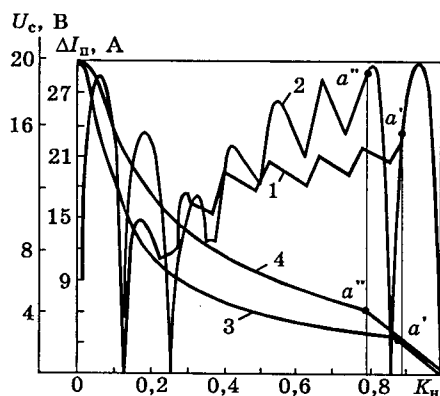


Рис.3. Пульсации тока потребления МИП:

1 — ΔI_n при $I_{hk} = 7,8$ А; 2 — ΔI_n при $I_{hk} = 31,25$ А; 3 — U_c при $I_{hk} = 7,8$ А; 4 — U_c при $I_{hk} = 31,25$ А

мальные токи, суммируемые на выходе (на нагрузке) преобразователя.

Коэффициент пульсаций на входе

$$K_{п.п} = \Delta I_n / 2I_{п.ср} = (I_1 - \min(I_2, I_3))(1-K_n - K_n) / (2NI_{hk}(1-K_n)). \quad (3)$$

Коэффициент пульсаций на выходе

$$K_{п.н} = \Delta I_n / 2I_n = (I_{mink} + I_{mk}) / (2NI_{hk}). \quad (4)$$

Анализируя временные диаграммы при различных значениях коэффициентов накопления $0 \leq K_n \leq 1$, иллюстрирующие электрические процессы функционирования отдельных СК и МИП в целом, нетрудно заметить следующее. Существуют такие значения $K_n = k/N$, $k = 1 \dots N$, при которых происходит одновременное отключение одного из СК и включение другого. При этом $I_1 = I_2$ и может наблюдаться частичная или полная компенсация переменной составляющей тока во входных или выходных цепях. Будем называть значения коэффициентов накопления K_n (и связанные с ними значения параметров) значениями в «особых» точках или «особыми» точками электрического процесса МИП.

Полная компенсация переменной составляющей относительно тока потребления МИП при безразрывном токе дросселя СК наблюдается в особых точках при $K_n = k/N$, $k = 1 \dots N$ и обусловлена компенсацией переменной составляющей токами дросселей как

накапливающих, так и возвращающих накопленную энергию. При безразрывном режиме ток дросселя не снижается до нуля и $I_2 = I_3$, поэтому в соотношении (1) имеем: $\min(I_2, I_3) = I_2$. А так как в особых точках $I_1(K_H) = I_2(K_H)$, для безразрывного режима в соответствии с (1) получим:

$$\Delta I_{H0}(K_H) = I_1(K_H) - I_2(K_H) = 0$$

$$\text{при } K_H = 0, K_H = k/N, k = 1 \dots N. \quad (5)$$

При разрывном токе дросселя из-за наличия коэффициента паузы $K_H \neq 0$ компенсации в особых точках происходит не всегда, а лишь при выполнении определенных условий:

$$K_H = K_H \text{ при } t_{ck} = kt_H \text{ или } K_H = k/N, k = 1, \dots, N. \quad (6)$$

Преобразуем условие (6), учитывая соотношения таблицы:

$$k^2/N^2 = 4L_k I_{Hk} / (TU_H). \quad (7)$$

Соотношение (7) позволяет выбрать один из параметров при прочих заданных для обеспечения нулевых пульсаций в режиме разрывных токов дросселя, например:

$$\Delta I_{H0}(K_H) = 0 \text{ при } K_H \neq 0, \text{ если}$$

$$I_{Hk} = k^2 TU_H / 4N^2 L_k, K_H = k/N, k = 1 \div N. \quad (8)$$

Условие (8) подтверждают кривые на рис.3, где изображены входные пульсации и входное напряжение МИП с $N = 8$, $L_k = 0,5$ мкГн, $U_H = 20$ В. Зависимость 1 обеспечивает нулевые пульсации потребляемого тока при $I_{Hk} = 7,8$ А, $k = 1$, $K_H = 1/N = 0,125$, а зависимость 2 — при $I_{Hk} = 31,25$ А, $k = 2$, $K_H = 2/N = 0,25$. Точки a' , a'' соответствуют границе разрывного и безразрывного режимов. Правее этих точек ток дросселя безразрывной и справедливо соотношение (5).

При безразрывном токе дросселя частичная компенсация пульсаций тока наблюдается в выходных цепях МИП. При суммировании токов на интервале возврата энергии при $t \rightarrow t_1$ происходит не только присоединение очередного СК, имеющего максимальный ток $I_{maxk} = I_{mink} + I_{mk}$, но и отключение СК, возвращающего накопленную дросселем энергию при минимальном токе I_{mink} . Размах пульсаций тока МИП становится меньше на величину I_{mink} и соотношение (2) принимает вид (кривая 1 на рис.4):

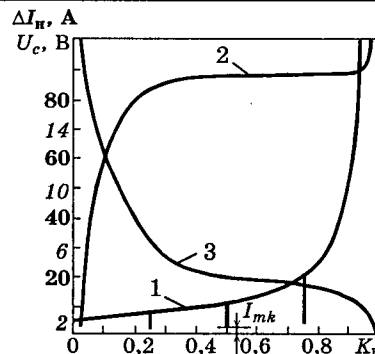


Рис.4. Пульсации выходного тока МИП:

1 — ΔI_H при безразрывном режиме ($N = 4$, $I_{Hk} = 10$ А, $L_k = 50$ мкГн, $U_H = 20$ В); 2 — ΔI_H ; 3 — U_c при разрывном режиме ($L_k = 0,5$ мкГн)

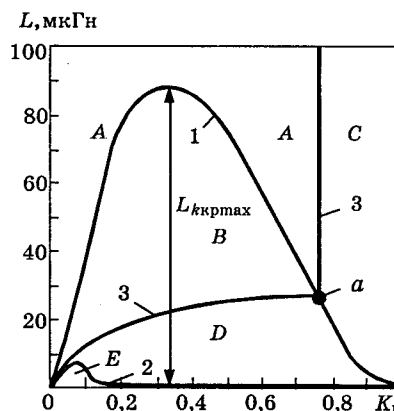


Рис.5. Граничные зависимости МИП ($N = 4$, $I_{Hk} = 10$ А, $U_H = 20$ В, $f = 20$ кГц):

1 — $L_{кр}$, 2 — $L_{МИП.кр}$ относительно тока потребления; 3 — $L_{МИП.кр}$ относительно выходного тока

$$\Delta I_{H0}(K_H) = \Delta I_H(K_H) = I_{mk}; K_H = 0; K_H = k/N, k = 1 \div N. \quad (9)$$

Разрывной режим не обеспечивает компенсации пульсаций токов МИП при импульсном характере токов дросселя и не имеет «особых» точек (кривая 2 на рис.4).

Рассмотрим условия, определяющие безразрывность токов МИП.

Условие граничного режима между безразрывным и разрывным токами дросселя силового канала имеет вид $I_{Hk} = 0,5 K_H I_{mk}$, из которого с учетом соотношений таблицы нетрудно получить расчетное выражение для критической индуктивности дросселя

$$L_{кр} = U_H K_H T (1 - K_H - K_H) / 2 I_{Hk}$$

или при $K_H = 0$ на границе разрывного и безразрывного токов дросселя

$$L_{кр} = U_H K_H T (1 - K_H) / 2 I_{Hk}. \quad (10)$$

При $L_k > L_{кр}$ имеет место режим без-

разрывного тока дросселя, в противном случае — разрывного. Индуктивность $L_{кр}$ как функция коэффициента накопления может быть представлена в виде:

$$L_{кр}(K_n) = (U_n T / 2I_{нк})(K_n - 2/K_n^2 + K_n^3), \quad (11)$$

а ее производная $d(L_{кр})/d(K_n) = (U_n T / 2I_{нк}) \times (1 - 4K_n + 3K_n^2) = 0$ позволяет определить значение K_n , при котором рассматриваемая функция имеет максимум: $K_n(L_{кр\max}) = 1/3 \approx 0,33$. При $K_n = 1/3$ соотношение (11) позволяет получить выражение для расчета максимальной критической индуктивности (рис.5):

$$L_{кр\max} = 2U_n T / 27I_{нк}. \quad (12)$$

Второй экстремум функции $L_{кр}(K_n)$ определяется по известному соотношению при $a = U_n T / 2I_{нк}$, $b = -U_n T / I_{нк}$, $c = U_n T / 2I_{нк}$, $\Delta = 3ac - b^2$

$$K_n(L_{кр\max}) = (-b + \sqrt{-\Delta}) / 3a. \quad (13)$$

Подставив в (13) значения параметров a, b, c, Δ , получим $K_n(L_{кр\max}) = 1$. Функция (11) при $K_n = 1$ принимает значение $L_{кр\min} = 0$. Очевидно, что при $K_n = 0$ также имеем $L_{кр} = 0$. Следовательно, в физически реализуемом диапазоне возможных значений коэффициента накопления $0 < K_n < 1$ рассматриваемая функция $L_{кр}(K_n)$ имеет один максимум в точке $K_n = 1/3$, а каждому значению $L_{кр} < L_{кр\max}$ соответствуют два значения ее аргумента: одно в диапазоне $0 < K_n < 1/3$, другое в диапазоне $1/3 < K_n < 1$ (кривая 1 на рис.5).

Рассмотрим условия, обеспечивающие функционирование МИП с безразрывными токами в выходных и входных цепях.

Обозначим индуктивность дросселя СК МИП, обеспечивающую функционирование МИП с безразрывными токами в выходных (во входных) цепях как $L_{МИП.кр}$, а отношение $L_{МИП.кр}$ к критической индуктивности $L_{кр}$, указывающей на граничный режим отдельного СК, параметром $\gamma = L_{МИП.кр} / L_{кр}$. При $\gamma \geq 1$ через дроссель отдельного СК протекает непрерывный ток $i_{L_k}(t)$, так как выбор $L_k \geq L_{МИП.кр}$ обеспечивает $L_k \geq L_{кр}$. Если же $\gamma < 1$, то безразрывной ток МИП возможен как при безразрывном токе дросселя СК ($L_k \geq L_{кр}$), так и при разрывном ($L_{МИП.кр} \leq L_k < L_{кр}$).

Условие безразрывности входного тока МИП с СК повышающего типа имеет вид:

$$t_n + t_b \geq T_n \text{ или } K_n + K_b \geq 1/N. \quad (14)$$

Из (14) видим, что режим разрывных входных токов МИП возможен в диапазоне изменения коэффициента накопления $0 \leq K_n \leq 1/N$. Вне этого диапазона ток потребления МИП безразрывен при любых K_n и граничная кривая принимает вид прямой, совпадающей с осью абсцисс (рис.5, кривая 2, $1/N = 0,25$). Учитывая параметр нагрузки g_k из таблицы, определяем $L_{МИП.кр}$ в виде:

$$L_{МИП.кр} = U_n^2 (U_n - U_b) T / (2N^2 U_n^2 I_{нк}). \quad (15)$$

Соотношению (15) соответствует кривая 2 на рис.5 в диапазоне $0 \leq K_n \leq 1/N$.

Определим параметр γ , исходя из соотношений (10) и (15):

$$\gamma = 1/N^2 (1 - K_n)^2.$$

Очевидно, при $N \geq 2$ $K_n \geq 0,5$. Следовательно, разрывной режим тока потребления МИП может наблюдаться только при разрывном токе дросселя отдельного СК.

Преобразуя (15), получаем функцию третьей степени:

$$L_{МИП.кр}(K_n) = (U_n T / 2N I_{нк})(K_n - 2K_n^2 N - K_n^3 N^2). \quad (16)$$

Ее максимум соответствует значению коэффициента накопления

$$K_n = (2 - \sqrt{7}) / (-3N) \approx 0,215/N.$$

МИП с СК повышающего типа имеет импульсный выходной ток отдельного СК. Для того чтобы суммарный ток нагрузки N СК МИП был непрерывным, необходимо выполнение условия:

$$t_b \geq T_n \text{ или } K_b \geq 1/N, \quad (17)$$

которое должно выполняться независимо от K_n и K_n . В то же время условие (17) само накладывает ограничения на значения K_n и K_n , поскольку $K_n + K_b + K_n = 1$, то (17) может выполняться только до тех пор, пока $K_n > (N-1)/N$ при соответствующем значении K_n . При $K_n = (N-1)/N$ (точка a на рис.5) условие (17) соблюдается только, если $K_n = 0$, при дальнейшем возрастании K_n , т.е. в диапазоне $(N-1)/N < K_n < 1$ условие (17) соблюдаться не может, поэтому граничная кривая 3 на рис.5 преобразуется в прямую, параллельную оси ординат.

Для определения $L_{МИП.кр}$ преобразуем (17) с учетом таблицы:

$$L_{МИП.кр} = U_n T / (2N^2 I_{нк}). \quad (18)$$

Соотношению (18) соответствует кривая 3 на рис.5 при $0 < K_n < (N-1)/N$.

Параметр γ определяем, используя (10) и (18):

$$\gamma = (U_B + U_H)^2 / [N^2(1 - K_n)^2 U_B^2]. \quad (19)$$

Отметим, что непрерывный выходной ток может иметь место как при непрерывном токе дросселя отдельного СК, так и при разрывном, что подтверждается кривыми граничных зависимостей, приведенными на рис.5 (кривые 1, 2) для конкретных значений параметров МИП.

Нетрудно показать, что отношение критической индуктивности относительно выходного тока МИП (18) к максимальному значению $L_{МИП.кр}$ относительно тока потребления, определяемому (16) при $K_n = (2 - \sqrt{7})/(-3N) \approx 0,215/N$ больше единицы и составляет приблизительно 1,333, т.е. условие непрерывности выходного тока МИП является более жестким, и его выполнение гарантирует непрерывный ток потребления МИП.

Предложенный в работе анализ позволяет отметить следующие особенности функционирования многофазного импульсного преобразователя постоянного напряжения с СК повышающего типа.

1. В МИП происходит компенсация пульсаций токов отдельных СК и в общем случае — снижение ΔI_n , ΔI_n . Существуют так называемые особые точки, в которых $\Delta I_n = 0$ при безразрывном режиме и при выполнении определенных условий разрывного режима. Обеспечив функционирование МИП вблизи особых точек в заданном диапазоне коэффициентов накопления $K_{nmax} < K_n = 0 < K_{nmin}$, можно свести пульсации ΔI_n к минимуму. Пульсации выходного тока ΔI_n в особых точках не равны нулю, но резко уменьшаются при безразрывном токе дросселя. Однако это снижение происходит скачком, что не позволяет рекомендовать указанное явление как средство снижения выходных пульсаций МИП.

2. При изменении K_n в широких пределах, выбрав параметры СК МИП (I_{nh} , U_n , T и т.д., а в частности L_k , как показано на рис.5), можем обеспечить работу МИП в разных областях: область А — безразрывной ток СК, потребления МИП и нагрузки МИП; область В — разрывной ток СК, безразрывной ток на входе и на выходе МИП; область С — безразрывной ток СК, безразрывной ток на входе и разрывной на выходе МИП; область D — разрывной ток СК и нагрузки МИП, безразрывной ток потребления МИП; область Е — разрывные токи СК, на входе и на выходе МИП.

Поправка

В №4 журнала "Электротехника" за 1999 г. в статье Флоренцева С.Н. "Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий" рис.10—12 на с. 7 должны выглядеть так:

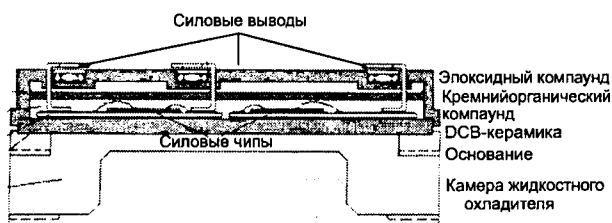


Рис.10. Модуль с интегральным жидкостным охлаждением

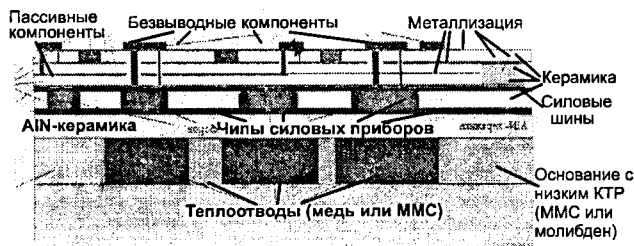


Рис.11. Интеллектуальный силовой модуль MMC

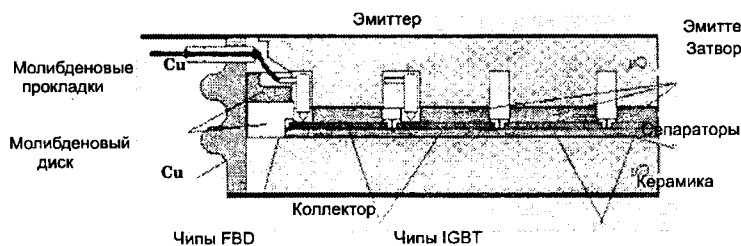


Рис.12. Прижимная конструкция IGBT-модуля

Создание серий IGBT преобразователей частоты для регулируемых асинхронных электроприводов

В.А.БАРСКИЙ, доктор техн. наук, проф., М.Г.БРЫЗГАЛОВ, Н.А.ГОРЯЙНОВ, инженеры,
Н.Н.ДУБРОВ, канд. техн. наук, А.А.ПАЩЕНКО, И.В.УФИМЦЕВ, инженеры

Обобщен опыт разработки первой в СНГ промышленной серии регулируемых IGBT-транзисторных электроприводов РЭН мощностью 3,5—1000 кВт, построенных по схеме автономного инвертора напряжения. На примере типопредставителей серии РЭН даны рекомендации для практического проектирования мощных транзисторных инверторов напряжения.

Международный консорциум "Энергосбережение" (МКЭ), созданный ведущими предприятиями электротехнической промышленности Украины, России и Белоруссии в 1995 г., основываясь на зарубежном опыте и собственных исследованиях, разработал и освоил серийное производство на ряде заводов СНГ серии энергосберегающих электроприводов РЭН мощностью от 3,5 до 1000 кВт, построенных по схеме автономного инвертора напряжения (АИН).

Преобразователи частоты (ПЧ) типа РЭН можно условно разбить на четыре отрезка по мощности — менее 7,5 кВт (далее по тексту — отрезок 1), от 11 до 90 кВт (отрезок 2), от 120 до 320 кВт (отрезок 3) и от 320 до 1000 кВт (отрезок 4). Эти отрезки отличаются схемотехническими решениями силовой части и конструкцией. Тем не менее, во всей серии используются единый модуль охладителя, единый подход к компоновке, ряд общих устройств в информационной части и т.д. В настоящее время разрабатываются ПЧ мощностью до 2000 кВт.

Общая характеристика приводов серии РЭН дана в таблице.

В предлагаемой статье обобщается опыт, накопленный авторами при создании серии РЭН [1—9].

Задача проектирования входной части ПЧ должна обеспечивать зарядку фильтровой емкости при подключении к питающей сети без опасных для выпрямителя экстратоков и перенапряжений, режимы потребления активной мощности из питающей сети и ее генерации в питающую сеть, приемлемое значение входного коэффициента мощности, ограничение радиопомех, генерируемых в питающую сеть, до оговоренных стандартами значений, а также, токоограничение при авариях во входном выпрямителе и звене постоянного тока.

Наиболее используемыми вариантами обеспечения допустимых значений входного коэффициента мощности K_m является применение входных реакторов или (и) реакторов в цепи заряда фильтрового конденсатора. Результаты проведенных исследований показали, что для обеспечения приемлемого входного K_m достаточно установить 1,5—5% входные реакторы в зависимости от индуктивности питающей сети.

Попутно входные реакторы при использовании установленного перед ними емкостного фильтра радиопомех решают проблему ограничения радиопомех, имеющих без фильтра недопустимую величину (120—130 дБ).

Важнейшими узлами, влияющими на работоспособность и надежность транзисторного АИН, являются емкостной фильтр звена постоянного тока и главная цепь разряда емкости фильтра на выходные транзисторы инвертора. Их топология для отрезков 3 и 4 жестко определяется ограничением по перенапряжению в аварийных режимах. Для отрезка 2 требования к топологии фильтра менее жесткие, для отрезка 1 — не критичны. Поясним на примере. Выпускаемые сегодня IGBT допускают 8—10-кратный относительно номинального ток в режиме КЗ в течение 10—20 мкс. Максимально допустимые напряжения, приложенные к переходу IGBT, лежат в пределах 1200—3500 В. Характерное время выключения IGBT составляет 1 мкс. Таким образом, при выключении инвертора с номинальным напряжением в звене постоянного тока 514 В из режима КЗ суммарная индуктивность емкостного фильтра и ошиновки главной цепи (в микрогенри) должна находиться в пределах от $75/I_n$ для прибора 12 класса до $150/I_n$ — для прибора 17 класса. Для привода мощностью 100 кВт, построенного на приборах 12 класса, она должна быть поряд-

Номинальная мощность электро-двигателя, кВт	Типо-испол-нение	Номинальный режим работы электропривода			Допустимый ток перегрузки, А	Габариты шкафа, высота×ширина,×глубина, мм	Масса, кг
		Ток на входе, А	Полная мощность, кВт·А	Ток на выходе, А			
3,5	РЭН 3	6,3	5,1	6,9	7,6	533×260×205	8
5,5	РЭН 5	14	9	15	17	533×260×205	13
7,5	РЭН 7	16	11	18	20	533×260×205	13
11	РЭН 11	22	16	24	26	575×280×333	20
15	РЭН 15	30	20	32	35	575×280×333	25
22	РЭН 22	44	30	47	52	575×280×333	25
37	РЭН 37	74	50	76	84	745×420×345	50
55	РЭН 55	106	70	112	123	840×420×345	60
75	РЭН 75	145	100	147	162	840×420×345	60
90	РЭН 90	175	120	178	196	840×420×345	70
110	РЭН 110	215	140	216	238	2275×500×670	250
160	РЭН 160	318	210	316	348	2275×500×670	280
200	РЭН 200	397	260	395	435	2275×500×670	350
250	РЭН 250	477	320	480	528	2275×500×670	390
320	РЭН 320	614	400	605	675	2275×500×670	450
630	РЭН 630	1230	800	1210	1350	2275×1300×670	900
800	РЭН 800	1850	1200	1820	2025	2275×2100×670	1350
1000	РЭН1000	2470	1600	2420	2700	2275×2900×670	1800

ка 0,1 мкГн и уменьшаться с дальнейшим ростом мощности.

В приводах серии РЭН для решения этой проблемы применяются плоскопараллельная ошиновка главной цепи и малоиндуктивные электролитические конденсаторы европейских изготовителей. Точные расчеты собственной индуктивности такой ошиновки затруднены, однако опыт показывает, что при проектировании можно использовать известную зависимость погонной индуктивности плоскопараллельной системы однофазных шин прямоугольного сечения от их геометрических размеров при высоких частотах и соответствующие номограммы, приведенные в [10]. Такое решение обеспечивает суммарную индуктивность ошиновки главной цепи и емкостного фильтра на уровне 0,08—0,1 мкГн. В приводах большей мощности (отрезок 3 и 4) применяется параллельное соединение выходных инверторов, подключаемых к общей трехфазной выходной шине через выравнивающие реакторы. При этом коэффициент неравномерности деления выходных токов отдельных инверторов составляет 1,05—1,15 при числе параллельных ветвей от 2 до 12.

В отрезке 1 применяются IGBT модули, содержащие готовый трехфазный инвертор. Инверторы отрезков 2—4 построены на модулях типа "фаза" (при мощности до 55 кВт) и одиночных модулях (при большей мощ-

ности). Модули устанавливаются на унифицированных охладителях с принудительной вентиляцией каждого охладителя.

Приводы комплектуются выходными фильтрами, ограничивающими dU/dt значением 200—250 В/мкс, в необходимых случаях — синусными фильтрами.

Управление СПП в приводах серии РЭН осуществляется с помощью драйверов, разработанных в МКЭ. Драйверы обеспечивают мониторинг падения напряжения на коллектор-эмиттерном переходе транзистора для выявления аварийного состояния транзистора, "плавное" выключение транзистора из режима КЗ с последующей блокировкой импульсов управления, контроль напряжения управления на затворе транзистора. Выходной усилитель мощности драйвера обеспечивает ток, достаточный для управления IGBT с номинальным током до 1200 А. Схема драйвера обеспечивает возможность настройки времени включения, времени выключения и времени выключения транзистора из режима короткого замыкания.

Помехоустойчивость цепей управления мощными приводами в отрезках 3 и 4 обеспечивается оптоволоконными линиями связи между микропроцессорным контроллером и драйверами.

Микропроцессорный контроллер выполняет основные функции управления узлами системы и обработку данных. В настоящее

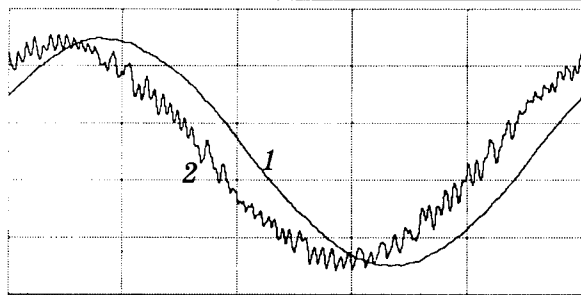


Рис.1. Работа электропривода РЭН в режиме "трубки" напряжения

время в электроприводах серии РЭН применяется несколько вариантов микроконтроллеров, построенных на микропроцессорах i196, i8050, SAB C504, и цифровых сигнальных процессоров производства Analog Devices. Выбор микроконтроллера определяется требованиями к системе управления и ценовыми соображениями. В структуру системы управления, кроме микроконтроллера, входят другие функциональные узлы, выполняющие различные вспомогательные и защитные функции (датчики напряжения и тока, блоки ввода/вывода, пульт управления и др.). Обмен данными между этими блока-

ми и микроконтроллером ведется по локальной гальванически развязанной RS-485 магистрали с помощью единого протокола, что обеспечивает высокую унификацию отдельных узлов системы управления, их применение во всех приводах серии РЭН и возможность замены любого узла, в том числе и микроконтроллера, узлом другого типа исполнения.

В приводах серии реализовано скалярное и векторное управление двигателем. В скалярном варианте используются алгоритмы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) пространственного вектора

напряжения [11] и оригинальный алгоритм, поддерживающий на выходе АИН "трубку" напряжения с заданной точностью относительно синусоидального. На рис.1 приведены осциллограммы выходного тока (кривая 1) и выходного напряжения (кривая 2) АИН серии РЭН, работающего в режиме "трубки" напряжения. Использование данного алгоритма по сравнению с традиционным алгоритмом ШИМ минимизирует частоту переключений инвертора при минимальной установленной мощности фильтра.

Для высоконагруженных двигателей в серии РЭН предусмотрен алгоритм управления инвертором, позволяющий обойти ограничения на амплитуду выходного напряжения (87% при стандартном синусоидальном ШИМ) за счет так называемой перемодуляции ШИМ [9].

В библиотеке алгоритмов — обеспечение режима минимизации потерь в электродвигателе, оптимизация регулирования давления на выходе насоса по вычисляемому расходу жидкости без датчика расхода и др.

Пульт управления отображает значения параметров при работе привода, информацию об авариях, реализует программный доступ к параметрам и уставкам системы. Для индикации используются алфавитно-цифровые индикаторы (отрезки 1 и 2) и строчные дисплеи (отрезки 2—4).

Блоки вторичного питания приводов серии РЭН способны получать питание как от входной трехфазной сети, так и из звена постоянного тока. Они сохраняют работоспособность при изменении входного напряжения в пределах от -40 до $+30\%$ номинального, обеспечивают высокую жесткость внешних характеристик (менее 5%), мягкую коммутацию выходных транзисторов (что исключает импульсные помехи), высокий (70% и более) КПД, широкий температурный диапазон работы ($-25...+60^{\circ}\text{C}$), защиту от токовых перегрузок с самовосстановлением и защиту от КЗ.

На рис.2 представлена вентильная секция привода серии РЭН мощностью 320 кВт.

Список литературы

1. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Дубров Н.Н. и др. Групповые промышленные электроприводы//Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Тр. научно-техн. конф. Крым, Алушта, 15—20 сент.1997 г. Харьков: Основа,1997. С.235—236.

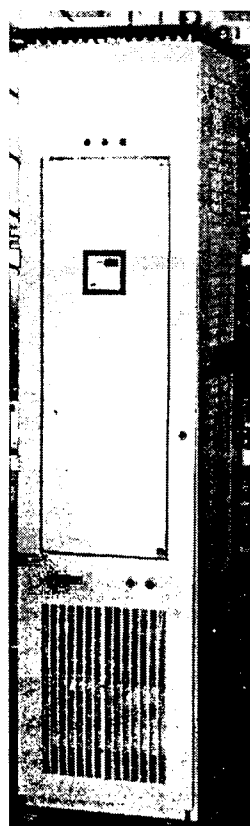


Рис.2. Вентильная секция мощностью 320 кВт

2. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Дубров Н.Н. и др. Исследование аварийных процессов в нагрузке транзисторного инвертора напряжения//Тр. междунар.научно-техн.конф. "Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения". Крым, Алушта, 5—9 октября 1996 г. Харьков: Основа, 1996. С.62—64.

3. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Волокита Л.И. и др. Энергосберегающие регулируемые транзисторные электроприводы серии РЭН//Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Труды конф. с междунар.участием. Крым, Алушта, 16—21 сент. 1996 г. Харьков: Основа, 1996. С.162—163.

4. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Волокита Л.И. и др. Принципы построения унифицированных серий регулируемых транзисторных асинхронных электроприводов мощностью от 0,6 до 1000 и более кВт//Тезисы докладов 1 международной (XII все-российской) конференции по автоматизированному электроприводу. 26—28 сент. 1995 г. С.-Пб.: СПбГЭУ, 1995. С.144.

5. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Дубров Н.Н. и др. Об энергосберегающем эффекте от внедрения регулируемых асинхронных электроприводов//Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Тр. научно-техн.конф. Крым, Алушта, 21—26 сент. 1998 г. Харьков: Основа, 1998. С.246—248.

6. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Горяйнов Н.А. и др. О построении мощных инверторов напряжения на IGBT//Технічна електродинаміка. Спец. выпуск 2, т.1. Силовая электроника и энергоэффективность. Киев: НАН Украины, 1998. С.80—84.

7. Барский В.А., Брызгалов М.Г., Дубров Н.Н. и др. Создание серии IGBT-преобразователей частоты для регулируемых асинхронных электроприводов//Тр. 11-й научно-техн. конф. "Электроприводы переменного тока" ЭППТ-98, 24—26 февраля 1998 г. Екатеринбург. С.76—80.

8. Барский В.А., Дубров Н.Н., Пашенко А.А. и др. //Оптимальный закон частотного управления, обеспечивающий минимизацию потерь в асинхронном двигателе//Тр. 11-й научно-техн. конф. "Электроприводы переменного тока" ЭППТ-98, 24—26 февраля 1998 г. Екатеринбург. С.108—112.

9. Уфимцев И.В. Фильтрация выходного напряжения в автономных инверторах//В кн. "Технічна електродинаміка. Спец. выпуск 2, т.1. Силовая электроника и энергоэффективность". Киев: НАН Украины, 1998. С.50—53.

10. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. М.: Гоэнергоиздат, 1955.

11. Bose B.K. Power Electronics and Variable Frequency Drives. Technology and Applications. N.-Y./IEEE Press, 1996.



Барский Виктор Алексеевич — профессор Украинской инженерно-педагогической академии. Закончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1957 г. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию

"Раздельное управление реверсивными преобразователями частоты", а в 1990 г. — докторскую диссертацию "Реверсивные преобразовательные системы соизмеримой мощности".

Брызгалов Максим Георгиевич — работает в Международном консорциуме "Энергосбережение". Закончил факультет «Системы управления» Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники в 1995 г.



Горяйнов Николай Афанасьевич — работает в производственном объединении "Коммунар". Закончил радиотехнический факультет Харьковского авиационного института в 1973 г.

Дубров Николай Николаевич — работает в Международном консорциуме "Энергосбережение". Закончил физико-технический факультет Харьковского политехнического института в 1976 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию "Методы анализа и расчета электромагнитных полей рассеяния в маломощных асинхронных двигателях".



Пашенко Андрей Анатольевич — работает в Международном консорциуме "Энергосбережение". Закончил факультет «Системы управления» Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники в 1994 г.

Уфимцев Игорь Владимирович — работает в Международном консорциуме "Энергосбережение". Закончил факультет «Системы управления» Харьковского государственного технического университета радиоэлектроники в 1994 г.



Оптимизация характеристик силового фильтра преобразователя частоты в функции числа фаз

А.Н.ГОЛУБЕВ, доктор техн.наук, проф. С.В.ИГНАТЕНКО, инж.

Ивановский ГЭУ

Важнейшим конструктивным параметром асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД), оказывающим определяющее влияние на основные технико-экономические характеристики электропривода (ЭП), является число фаз его статорной обмотки [1,2]. В этой связи подход к рассмотрению данного параметра как вариативного на стадии проектирования, позволяющего оптимизировать целый комплекс технико-экономических показателей асинхронного ЭП, следует считать перспективным направлением при разработке последнего. Одним из важнейших преимуществ, связанных с увеличением числа фаз электромеханической системы переменного тока, является разгрузка силовых цепей по реактивной мощности, что приводит к соответствующему снижению энергоемкости силового фильтра в звене постоянного тока (ЗПТ) преобразователя частоты (ПЧ) [1]. Это позволяет провести оптимизацию входящих в структуру фильтра дросселя и конденсатора исходя из критериев минимизации как непосредственно энергоемкости, так и его объема и массы [2]. Однако при решении данной задачи в общем случае необходимо учитывать выпрямитель ПЧ, т.е. принимать во внимание разносторонние функции фильтра, связанные, с одной стороны, с обменом энергией со звеном «автономный инвертор — асинхронный двигатель» (АИ—АД), а с другой стороны, со сглаживанием выходных переменных выпрямителя. Выполнение указанных функций можно охарактеризовать пульсациями напряжения на конденсаторе фильтра, заданное допустимое значение которых является одним из исходных параметров при проектировании фильтра. При этом, задав их допустимый уровень, можно определить (при известных мощности нагрузки и значении и частоте пульсаций тока на входе АИ, зависящих от режима работы АД) индуктивность L дросселя и емкость C конденсатора. Таким образом, пульсации напряжения ΔU являются функцией нескольких переменных:

$$\Delta U = f(C, L, k, U, f_c, \Delta I_n, f_n), \quad (1)$$

где k — пульсность схемы выпрямления;

U — напряжение питания выпрямителя; f_c и f_n — частоты напряжения сети и тока на входе АИ соответственно; ΔI_n — пульсации тока на входе АИ в ЗПТ.

Как правило, параметры k , U , f_c заданы, а ΔI_n и f_n определяются режимом работы системы АИ—АД и числом ее фаз m . В качестве примера на рис.1 приведены экспериментальные кривые тока на входе АИ (в относительных единицах по отношению к его постоянной составляющей), полученные для m -фазного АД мощностью $P_n = 0,32$ кВт при $m=3$ (рис.1,а), $m=9$ (рис.1,б) и $m=18$ (рис.1,в) путем соответствующего переключения его статорной обмотки ($\alpha = f/f_n = 0,5$). При фиксированных значениях указанных переменных единственными параметрами, изменением которых можно влиять на значение пульсаций напряжения, являются емкость конденсатора и индуктивность дросселя, множество сочетаний значений которых соответствует заданному уровню пульсаций напряжения. Таким образом, задача оптимизации массы, объема и энергоемкости фильтра сводится к выбору таких значений C и L , при которых некая целевая функция J достигала бы экстремума:

$$J_m(C, L) \rightarrow \min; J_v(C, L) \rightarrow \min; J_e(C, L) \rightarrow \min. \quad (2)$$

При этом, поскольку ΔI_n и f_n , как указывалось, являются непосредственными функциями числа фаз m , то при изменении m значения L и C , удовлетворяющие (2), будут также меняться, что позволяет оптимизировать параметры фильтра путем вариации числа фаз системы АИ—АД. Для разработки алгоритма оптимизации параметров фильтра на ЭВМ необходимо иметь расчетные выражения для тока, протекающего через дроссель, и напряжения на конденсаторе. При составлении расчетной схемы замещения

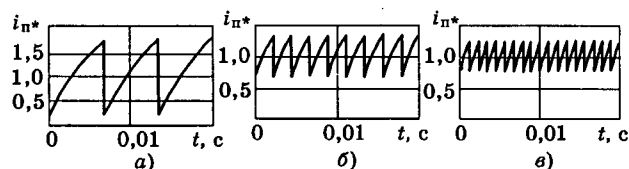


Рис.1. Кривые потребляемого АИ тока для $m = 3$ (а), $m = 9$ (б), $m = 18$ (в)

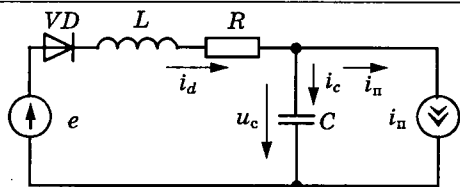


Рис.2. Схемы замещения системы «выпрямитель—фильтр—АИ»

системы «выпрямитель — фильтр — АИ» (рис.2) были приняты следующие допущения: выпрямитель идеальный, насыщение магнитопровода дросселя отсутствует, процессы ШИР не учитываются. Многофазная система АИ—АД заменяется источником тока i_n , временная зависимость $i_n(t)$ для которого определяется режимом работы m -фазного АД и является известной (на основании предварительного расчета). При этом как ЭДС e источника, моделирующего выпрямитель, так и ток i_n имеют сложный гармонический состав и различные частоты первых гармоник, соотношение которых зависит от режима работы системы АИ—АД. Односторонняя проводимость выпрямителя учитывается диодом VD и соответствующими ограничениями при интегрировании уравнений, описывающих схему на рис.2. В связи со сложностью анализа при расчете целесообразно произвести декомпозицию системы «выпрямитель—фильтр—АИ» на две подсистемы: «выпрямитель—фильтр» и «фильтр—АИ». При этом односторонней проводимостью выпрямителя можно пренебречь при условии, что нагрузка достаточно велика и выпрямитель не попадает в зону прерывистого тока.

Электромагнитным процессам, протекающим в подсистеме «выпрямитель—фильтр» (обозначим для нее переменные индексом «в»), соответствует следующая система уравнений:

$$L \frac{di_{dv}}{dt} + Ri_{dv} + u_{cv} = e; \quad u_{cv} = \frac{1}{C} \int i_{dv} dt. \quad (3)$$

Здесь переменная составляющая напряжения выпрямителя на интервале повторяемости $T_b = 2\pi/k\omega$ описывается функцией

$$e = E_m \cos(\omega t - \pi/k + \gamma) - U_{cp}, \quad (4)$$

где k — пульсность схемы выпрямления; γ — угол управления выпрямителем, $U_{cp} = E_{d0} \cos \gamma$. При этом для квазиустановившегося процесса имеют место равенства:

$$i_{dv}(0) = i_{dv}(T_b); \quad u_{cv}(0) = u_{cv}(T_b). \quad (5)$$

Совместное решение уравнений (3), (5) при возмущающем воздействии, определяемом согласно (4), позволяет получить выражения $u_{cv}(t)$ и $i_{dv}(t)$ для трех вариантов корней характеристического уравнения, соответствующего (3), в зависимости от соотношения параметров фильтра R , L и C .

Электромагнитные процессы в подсистеме «фильтр—АИ» (переменные для нее обозначим индексом «и») описываются системой уравнений:

$$L \frac{di_{dn}}{dt} + Ri_{dn} + u_{cn} = e; \quad u_{cn} = \frac{1}{C} \int i_{cn} dt; \\ i_{dn} = i_n + i_{cn}. \quad (6)$$

Переменную составляющую тока i_n на входе АИ на периоде T_n , который определяется частотой питающего АД напряжения и числом его фаз m , в соответствии с характером кривых, приведенных на рис.1, можно представить экспоненциальной функцией

$$i_n = I_0 + K_i e^{-at}. \quad (7)$$

Аналогично (5) запишем условия для квазиустановившегося переходного процесса в подсистеме «фильтр—АИ»:

$$i_{dn}(0) = i_{dn}(T_n); \quad u_{cn}(0) = u_{cn}(T_n). \quad (8)$$

Совместное решение уравнений (6), (8) при известном воздействии, определяемом в соответствии с (5), позволяет получить выражения $u_{cn}(t)$ и $i_{dn}(t)$ также для трех случаев корней характеристического уравнения. При этом входящие в выражения $u_{cn}(t)$ и $i_{dn}(t)$ значения $u_{cn}(0)$ и $i_{dn}(0)$ определяются соотношениями, аналогичными таковым для $u_{cv}(0)$ и $i_{dv}(0) = i_{cv}(0)$, при замене в них T_b на T_n для каждого варианта корней.

На основании принципа суперпозиции

$$u_c(t) = u_{cv}(t) + u_{cn}(t); \quad i_d(t) = i_{dv}(t) + i_{dn}(t); \\ i_c(t) = i_{cv}(t) + i_{cn}(t). \quad (9)$$

Пульсации напряжения, обусловленные влиянием выпрямителя, могут находиться в «фазе» или «в противофазе» с пульсациями, обусловленными работой системы АИ—АД. При этом суммарные пульсации напряжения будут соответственно максимальны или минимальны. Для расчета параметров фильтра следует использовать максимальный уровень пульсаций напряжения как определяющий наибольшую нагрузку на конденсатор.

Для расчета наибольших пульсаций напряжения необходимо найти минимум и максимум функций $u_c(t)$ для подсистемы

«выпрямитель—фильтр» на периоде напряжения выпрямителя T_v и подсистемы «фильтр—АИ» на периоде тока на входе АИ T_n , что связано со сложным математическим анализом и требует значительных затрат машинного времени. Однако, как показали проведенные исследования, практически при любых значениях емкости конденсатора и индуктивности дросселя экстремальные значения функции $u_{Cv(n)}(t)$ соответствуют моментам времени 0 и $T_{v(n)}/2$ как для подсистемы «выпрямитель—фильтр», так и для подсистемы «фильтр—АИ». Таким образом, максимальное значение пульсаций напряжения

$$\Delta U_{\max} = u_{Cv}(0) - u_{Cv}(T_v/2) + u_{Cn}(T_n/2) - u_{Cn}(0). \quad (10)$$

Минимальное значение тока, протекающего через дроссель, индуктивность которого выбирается так, чтобы обеспечить режим непрерывного тока выпрямителя во всем рабочем диапазоне,

$$I_{L\min} = i_{n0} + i_{dv}(T_v/4) + i_{dn}(T_n/2). \quad (11)$$

Таким образом, значения емкости конденсатора и индуктивности дросселя должны удовлетворять следующим условиям:

$$\Delta U_{\max} \leq \Delta U_{\text{зад}}; \quad I_{L\max} \geq 0. \quad (12)$$

При оптимизации параметров фильтра будем считать, что масса и объем фильтра приближенно равны соответственно массе и объему дросселя и конденсатора (при пренебрежении массой и объемом соединительных проводов и крепежных деталей). В свою очередь энергоемкость фильтра характеризуется уровнем энергии, запасаемой его реактивными элементами.

Объем конденсатора целесообразно принять пропорциональным его заряду, что при достаточно высоких номинальных значениях напряжения обусловлено технологическими особенностями изготовления электролитических конденсаторов. При этом масса при прочих равных условиях пропорциональна объему и, следовательно, заряду конденсатора. С учетом этого для объема массы и энергоемкости конденсатора соответственно получаем:

$$V_C = CU_n/q_{уд}; \quad M_C = V_C \rho_{cp}; \quad E_C = CU_n^2/2, \quad (13)$$

где $q_{уд}$ — удельный заряд, Кл/м³; ρ_{cp} — средняя плотность, кг/м³; U_n — номинальное значение напряжения конденсатора.

Индуктивность дросселя рассчитывается

по заданным значениям индукции и напряженности магнитного поля в сердечнике при определенном соотношении его размеров. Сечение провода обмотки находится исходя из заданной плотности тока. Энергоемкость дросселя

$$E_L = LI_d^2/2. \quad (14)$$

Масса, объем и энергоемкость фильтра определяются как сумма соответствующих показателей дросселя и конденсатора.

На основе полученного математического описания электромагнитных процессов, протекающих в системе «выпрямитель—фильтр—АИ», была разработана программа оптимизации массогабаритных и энергетических показателей фильтра при $m = \text{var}$. Исходными данными для нее являются следующие: напряжение питания, схема выпрямителя и угол управления им, параметры m -фазного АД и коэффициент перегрузки по мощности, заданный уровень пульсаций напряжения в ЗПТ, удельные параметры конденсатора и дросселя. На первом этапе в соответствии с заданным режимом работы АД рассчитываются среднее значение и переменная составляющая тока i_n , потребляемого m -фазной системой АИ-АД. Затем путем последовательного перебора значений индуктивности рассчитываются соответствующие им значения емкости, удовлетворяющие условиям (12). Из полученного ряда емкостей и индуктивностей выбираются значения, наиболее полно удовлетворяющие выбранному критерию оптимизации при $m = \text{var}$. На основании этого можно определить минимальное значение числа фаз m системы ПЧ-АД, удовлетворяющее конкретной задаче проектирования.

С использованием разработанной программы были проведены расчет и оптимизация параметров фильтра для m -фазных систем ПЧ-АД, разработанных на базе АД серии 4А, а также специализированных, для ряда мощностей и синхронных скоростей. Расчеты проводились для однофазной, трехфазной нулевой, трехфазной мостовой и двенадцатипульсной схем выпрямления при питании напряжением промышленной частоты 50 Гц и повышенной частоты 400 Гц (бортовая сеть), а также при использовании в качестве источника энергии генератора постоянного тока. Результаты оптимизации для ряда вариантов схем выпрямления и уровней пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра (по отношению к постоянной составляющей) представлены на рис.3—6.

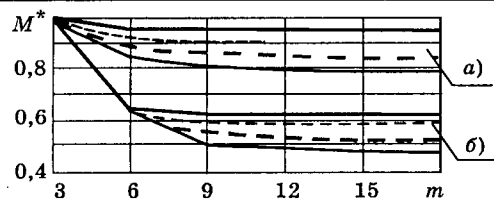


Рис.3. Зависимость удельной массы M^* фильтра для $K = 6$ (a) и $K = 12$ (б):

— 1,25%; - - - 2,50%; - · - 5,00%;
 — 10,00%

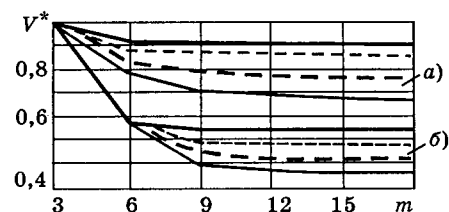


Рис.4. Зависимость удельного объема V^* фильтра для $K = 6$ (a) и $K = 12$ (б):

обозначения те же, что и на рис.3.

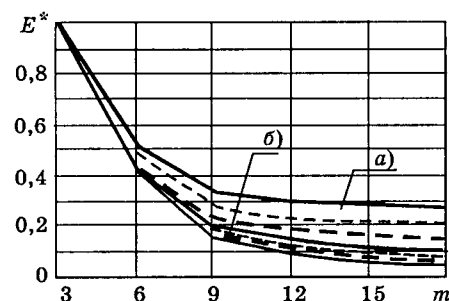


Рис.5. Зависимость удельной энергоемкости E^* фильтра для $K = 6$ (a) и $K = 12$ (б):

обозначения те же, что и на рис.3.

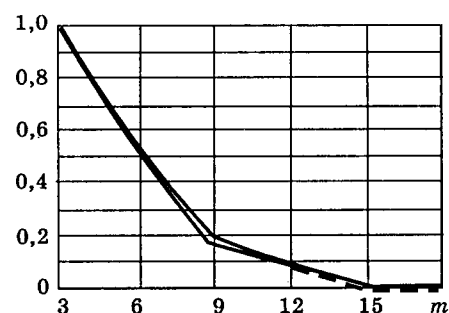


Рис.6. Зависимости M^* , V^* , E^* фильтра при питании от источника постоянного напряжения

Анализ результатов позволяет сделать вывод о том, что увеличение числа фаз АД является эффективным способом улучшения массогабаритных и энергетических показателей фильтра.

При использовании двигателей серии 4А и наиболее распространенной шестипульсовой схемы выпрямления при частоте 50 Гц увеличение числа фаз статорной обмотки АД приводит к снижению массы фильтра до 20%, объема — до 30%, энергоемкости — до 90% по сравнению с трехфазным вариантом исполнения АД. В случае использования двенадцатипульсовой схемы выпрямления относительное улучшение показателей фильтра еще более существенно. Вместе с тем необходимо отметить, что применение m -фазного АД в случае однофазной мостовой и трехфазной нулевой схем приводит к существенно меньшему улучшению показателей фильтра. Так, снижение массы, как показывают расчеты, составляет около 3—7%, объема — 6—12%, энергоемкости — 60—70%. Это объясняется тем, что в последних случаях фильтр служит в основном для сглаживания пульсаций напряжения выпрямителя, причем при ужесточении требований к стабильности напряжения в ЗПТ и уменьшении пульсности схемы приходится значительно увеличивать прежде всего индуктивность дросселя, что и вызывает значительный рост массы и объема фильтра в целом.

В случае использования в качестве источника энергии генератора постоянного тока (или аккумулятора), напротив, увеличение числа фаз вызывает резкое снижение массы, объема и энергоемкости фильтра (рис.6). Причем уже при $m = 15$ (а с учетом потерь в АД и АИ при $m = 12$) необходимость в фильтре практически отпадает, что согласуется с [3].

Результаты расчета для специализированных АД, в частности типа ДМЧЦ, при частоте сети 50 Гц свидетельствуют о несущественном улучшении массогабаритных показателей фильтра вследствие определяющего влияния пульсаций выпрямленного напряжения. Вместе с тем при переходе к повышенной частоте источника увеличение числа фаз приводит к более существенному снижению массы, объема и энергоемкости фильтра как при использовании АД серии 4А, так и специализированных, причем в первом случае снижение более заметно.

Полученные результаты оптимизации параметров фильтра дают возможность сделать следующие основные выводы:

1. Применение многофазного варианта построения ЭП позволяет значительно улучшить массогабаритные и энергетические характеристики фильтра в ЗПТ, что обуслов-

ливает общее повышение технико-экономических показателей ЭП.

2. Целесообразно использовать схемы выпрямления с повышенной пульсностью, так как в этом случае снижение массы, объема и энергоемкости фильтра с ростом числа фаз выражено сильнее, вследствие чего в большей степени проявляются преимущества многофазного варианта реализации системы АИ-АД. В частности, можно рекомендовать многомостовые выпрямительные устройства [4].

3. Исходя из улучшения показателей фильтра в абсолютных единицах с ростом числа фаз предпочтение следует отдавать применению специализированных АД.

4. Целесообразно повышение частоты питающего напряжения, что позволяет значительно улучшить показатели фильтра. При

использовании источника постоянного напряжения влияние числа фаз на параметры фильтра наиболее эффективно.

Список литературы

1. Бабаев М.Б., Голубев А.Н., Королев А.Н. Особенности применения многофазных асинхронных двигателей в регулируемом приводе // *Электричество*. 1991. № 11. С.21—25.
2. Бражников В.Ф., Соустин Б.П. Теория установившихся электромагнитных процессов в многофазном асинхронном инверторном электроприводе Ч.1. Многофазные асинхронные двигатели. Красноярск: Красноярский университет, 1984.
3. Тонкаль В.Е., Гречко Э.Н., Бухинский С.Н. Многофазные автономные инверторы напряжения с улучшенными характеристиками. Киев: Наукова думка, 1980.
4. Чванов В.А. Многомостовые вентильные цепи как средств решения проблемы качества электроэнергии преобразовательных устройств // *Электротехника*. 1989. № 8. С.2—8.

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Система четырехстороннего облучения электронами кабельных и трубчатых изделий

АКСАМИРСКИЙ П.В., инж., КУКСАНОВ Н.К., доктор техн.наук, МАЛИНИН А.Б., инж., НЕМЫТОВ П.И., канд.техн.наук, САЛИМОВ Р.А., доктор техн.наук, проф.

Институт ядерной физики им.Г.И.Будкера СО РАН

В настоящее время электронно-лучевые технологии широко используются в кабельной промышленности для радиационного сшивания изоляции, выполненной на основе композиций полиэтилена. Использование этих технологий позволило освоить производство широкого ассортимента нагревостойких и радиационно-стойких проводов, кабелей и термоусаживаемых изделий (нагревательных проводов, силовых и судовых кабелей, бортовых авиационных проводов, кабелей и проводов для атомных электростанций и др.). Все они обладают повышенной надежностью при монтаже и эксплуатации как в обычных, так и экстремальных условиях.

Наиболее совершенным инструментом для радиационной обработки кабельной про-

дукции являются мощные промышленные ускорители электронов.

Оптимизируя способ облучения изделий электронным пучком, можно существенно поднять качество облучения и эффективность использования пучка, уменьшить стоимость обработки. Для качественного и эффективного облучения необходимо обеспечить:

- 1) однородность поглощенной дозы по глубине материала и по азимуту изделия;
- 2) эффективность использования энергии электронов;
- 3) эффективность использования тока электронного пучка;
- 4) возможность изменения мощности поглощения дозы.

Немалое значение для эксплуатации ус-

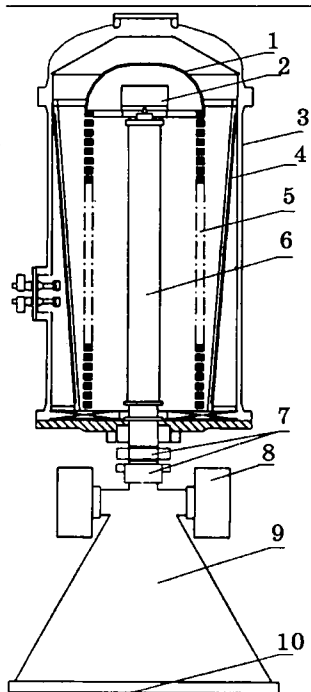


Рис.1. Общий вид ускорителя ЭЛВ:

1 — высоковольтный электрод; 2 — блок управления инжектором; 3 — сосуд; 4 — первичная обмотка; 5 — высоковольтный выпрямитель; 6 — ускорительная трубка; 7 — электромагниты развертки; 8 — вакуумная система; 9 — выпускное устройство; 10 — выпускная фольга

тановки имеет также простота транспортного устройства и уменьшение количества озона, образующегося в зоне облучения.

Процесс радиационной обработки кабельных изделий требует применения дорогостоящего оборудования, поэтому важнейшей задачей является повышение эффективности его использования. Одним из способов повышения эффективности электронно-лучевой установки является применение многостороннего облучения. В настоящее время известно много различных устройств многостороннего облучения [1, 2], но из-за сложности их использования и некоторых других недостатков применение их ограничено. В настоящей работе использованы два варианта конструкции универсальной системы облучения, позволяющие на одной установке реализовать как четырехстороннее облучение, так и обычное одностороннее. Устройства разрабатывались для применения с ускорителями серии ЭЛВ, однако могут быть использованы с любым промышленным ускорителем электронов.

Схематически ускоритель типа ЭЛВ показан на рис.1. Внутри сосуда высокого давления 3, заполненного элегазом, расположены первичная обмотка 4, высоковольтный выпрямитель 5 с встроенной внутрь ускорительной трубкой 6, высоковольтный электрод 1 и блок управления инжектором 2. К дну сосуда прикреплены элементы вакуумной системы 8 и выпускного устройства 9.

Электроны, эмитированные катодом, расположенным на верхнем, высоковольтном

конце ускорительной трубки, на выходе из ускорительной трубки имеют полную энергию, равную значению ускоряющего напряжения. Ускоренные электроны выводятся в атмосферу через окно из тонкой титановой фольги. Равномерное распределение тока по поверхности фольги достигается путем сканирования электронного пучка в двух взаимно перпендикулярных направлениях с помощью электромагнитных отклоняющих систем [3]. Облучаемые изделия размещаются (перемещаются) под выпускным окном.

По такой схеме изготовлено, установлено у потребителей и успешно эксплуатируется более 70 ускорителей. Были поставлены 11 ускорителей ЭЛВ в Китай, 2 ускорителя в Японию, 2 ускорителя в Польшу, 3 ускорителя в Республику Корея, 1 ускоритель в Германию.

Различные типы ускорителей ЭЛВ перекрывают диапазон по энергии от 0,2 до 2,5 МэВ и по мощности до 100 кВт. Этот диапазон энергий и мощностей является оптимальным для радиационной обработки большого ассортимента проводов и кабелей. Оптимальный диапазон, надежность, долговечность, простота в обслуживании обусловили применение большого количества ускорителей ЭЛВ на кабельных заводах как в стране, так и за рубежом. Стремясь постоянно повышать привлекательность ускорителя для потребителей, его разработчики уделяют большое внимание созданию подпучкового оборудования, в том числе систем многостороннего облучения. Так были разработаны и успешно используются системы двустороннего и кольцевого облучения [1,2].

Одностороннее облучение почти не применимо для облучения кабельной продукции, так как оно не обеспечивает требуемую однородность поглощенной дозы (токопроводящая металлическая жила экранирует часть изоляции от пучка).

Достаточно широко применяется двустороннее облучение. При этом способе не существует эффекта тени от токопроводящей шины. Эффективная глубина проникновения электронов в материал повышается в 2,4 раза по сравнению с односторонним облучением. Это позволяет понизить энергию электронов. Однако при двустороннем облучении существуют участки изоляции, толщина которых в направлении распространения пучка существенно меньше необходимой длины пробега электронов. При этом часть электронов отражается от токопроводящей жилы в обратном направлении, что ве-

дет к локальному переоблучению материала.

Максимальная однородность и минимальная энергия электронов при заданной толщине изоляции достигается с помощью кольцевой системы облучения. Однако практически реализация такой схемы достаточно сложна. Кроме того, при осуществлении этого способа с помощью электромагнитов, изделие обрабатывается за один проход, что приводит к сильному его разогреву и неприемлемо при больших дозах. Эффективность использования тока пучка для таких систем не превышает 50%.

С другой стороны, четырехсторонняя система облучения позволяет совместить высокое качество облучения с высокой эффективностью использования пучка и, с нашей точки зрения, является оптимальной для обработки кабельных изделий и проводов с наружным диаметром до нескольких десятков миллиметров. Для четырехстороннего облучения при заданной толщине изоляции требуемая глубина проникновения электронов в 2—4 раза меньше, чем для двустороннего облучения. Уменьшение глубины проникновения в 2—4 раза ведет к уменьшению необходимой энергии в 1,5—2,5 раза, что существенно упрощает и удешевляет используемый ускоритель электронов. В случае четырехсторонней схемы при оптимально подобранной энергии электронов основная часть их энергии поглощается в толще изоляции и отражение практически отсутствует.

В подтверждение достоинств четырехстороннего способа облучения отметим, что ведущие западные фирмы, применяющие электронно-пучковую технологию, идут на ис-

пользование в одной установке двух ускорителей электронов (рис.2), пучки которых пересекаются под углом в 90° , и в этой зоне происходит обработка кабеля или трубок с четырех сторон в течение нескольких проходов (при условии переворота на 180° после каждого прохода).

С учетом сказанного были разработаны два новых способа четырехстороннего облучения кабельных изделий.

Рис.3 иллюстрирует способ облучения. Раскладка кабеля под пучком выполнена так, что на каждом витке верхняя и нижняя поверхности кабеля меняются местами. Если траектории пучков перекрещены под углом 90° , то, учитывая смену поверхностей, мы получаем четырехстороннее облучение.

Схема одного из предлагаемых устройств получения скрещенных пучков показана на рис.4. Принцип работы устройства основан на отклонении электронного пучка магнитным полем. Выходящий из ускорителя электронный пучок сканируется в плоскости рисунка электромагнитами развертки 2. Далее

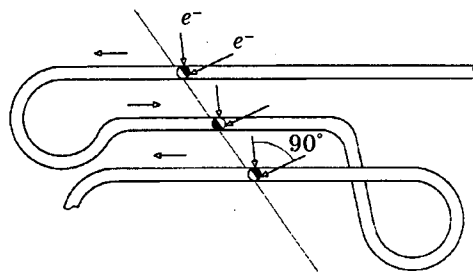


Рис.3. Организация четырехстороннего облучения

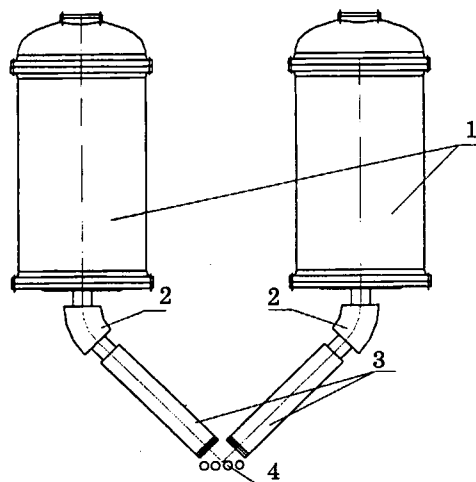


Рис.2. Схема четырехстороннего облучения с использованием двух ускорителей:

1 — ускорители электронов; 2 — поворотные магниты; 3 — выпускные камеры; 4 — облучаемое изделие

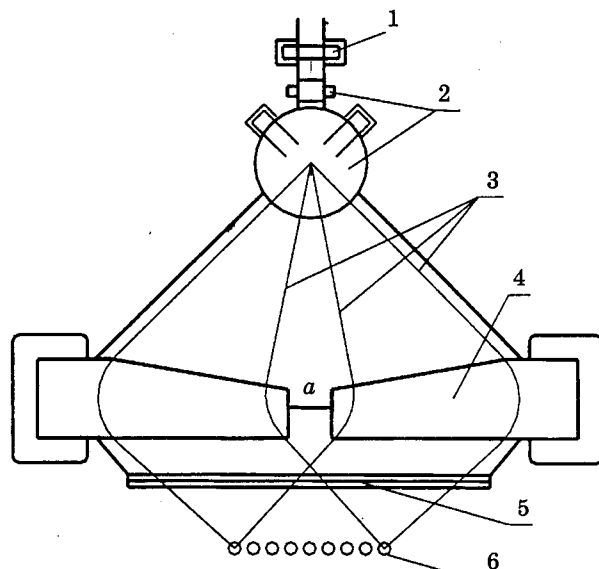


Рис.4. Первый вариант устройства четырехстороннего облучения:

1 — переключатель магнит; 2 — электромагниты развертки; 3 — траектории электронов; 4 — поворотный магнит; 5 — выпускное окно; 6 — облучаемое изделие

он попадает в постоянное поле электромагнитов 4. Это поле изменяет траектории электронов так, что независимо от места входа на выходе все электроны, проходящие левый магнит, имеют угол с вертикальной осью $-45^\circ \pm 5^\circ$, а правый — соответственно $45^\circ \pm 5^\circ$. Конфигурация магнитного поля определяется формой полюсов электромагнита. Задача определения формы полюсов для заданных траекторий пучка была решена методами компьютерного моделирования. Поскольку невозможно сформировать магнитное поле, мгновенно меняющее направление, между поворотными магнитами существует область, где конфигурация магнитного поля отличается от необходимой. В этой области, обозначенной а на рис.4, угол выхода электронов будет отличаться от 45° . Наличие таких электронов приводит к снижению равномерности облучения и эффективности использования пучка. Чтобы уменьшить влияние данного эффекта, необходимо уменьшить время прохождения электронным пучком области а. Для этой цели, наряду с магнитами сканирования, установлен дополнительный переключающий электромагнит 1, позволяющий электронному пучку пересекать зону а с большей скоростью и тем самым улучшить и однородность облучения, и эффективность использования пучка. Питание этого магнита синхронизировано с током электромагнитов сканирования. Время переключения составляет около 200 мкс. Тогда даже при частоте развертки 100 Гц доля электронов с углами, меньшими, чем 45° , не превышает 4%.

На движение электронов существенным образом влияет краевая фокусировка. Суть этого эффекта заключается в том, что при движении пучка в поле поворотных магнитов электроны испытывают дополнительное отклонение в направлении поперек выпускного окна, вследствие чего изменяется поперечный размер раstra в плоскости фольги. Уменьшение размера раstra приводит к увеличению плотности тока, перегреву и повреждению фольги, его увеличение — к попаданию пучка на стенки камеры впускного устройства, что также неприемлемо. Оптимизацией формы и размеров полюсов поворотных электромагнитов и фокусного расстояния магнитной линзы неравномерность ширины раstra сведена к минимуму, а предельное значение выводимого тока сопоставимо с током обычных выпускных устройств и составляет 70—100 мА на 1 м длины титановой фольги шириной 70 мм и толщиной 50 мкм.

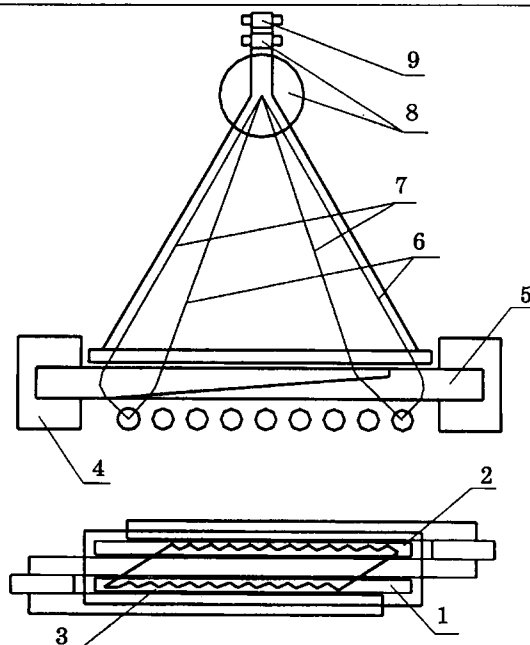


Рис.5. Второй вариант устройства четырехстороннего облучения:

1 — окно № 1; 2 — окно № 2; 3 — след пучка; 4 — обмотка магнита; 5 — поворотный магнит; 6 — траектория электронного пучка, выходящего через окно №2; 7 — траектория электронного пучка, выходящего через окно №1; 8 — электромагниты развертки; 9 — переключающий магнит

Вторая версия системы четырехстороннего облучения разработана на основе двухоконного выпускного устройства. Она предназначена для случаев, когда требуется обеспечить большое значение выпускаемого тока или максимальную ширину зоны облучения при заданных внешних габаритах. Схематически устройство изображено на рис.5. Электронный пучок сканируется по поверхности двух параллельно расположенных выпускных титановых фольг. Траектория пучка показана в нижней части рис.5. Для снижения потерь при пересечении пучком рамки, как и в предыдущем варианте, используется электромагнит, быстро перебрасывающий пучок с одного окна на другое. Пройдя фольгу, электроны попадают в поле электромагнитов расположенных под окнами, которое поворачивает их на угол, необходимый для обеспечения отклонения от вертикали в 45° . Магнитная система состоит из двух катушек и трех полюсов и формирует магнитное поле, имеющее противоположное направление под разными окнами. Следовательно, облучаемое изделие обрабатывается, с одной стороны, при прохождении под первым из окон, и с другой стороны, — под вторым.

Для уменьшения влияния эффекта твиста на однородность облучения желательно,

чтобы изделие обрабатывалось с двух взаимно перпендикулярных сторон за один проход зоны облучения. При высоких скоростях протяжки кабельных изделий (200—400 м/мин) это условие накладывает определенные требования на частоту сканирования пучка вдоль фольги выпускного окна. Эффективный размер зоны облучения в направлении движения при ширине окна 7 см из-за рассеяния пучка на фольге в диапазоне энергий 1—2,5 МэВ составляет 10—15 см. Тогда при скорости движения кабеля 200 м/мин минимальная частота сканирования составит 33 Гц. В используемой системе развертки частота сканирования вдоль фольги выпускного окна может быть выбрана в пределах 50—90 Гц, что позволяет удовлетворить поставленному требованию при самых высоких скоростях движения облучаемых изделий.

По габаритным размерам устройства для четырехстороннего облучения незначительно отличаются от стандартного выпускного устройства и могут легко устанавливаться вместо него. При выключении поворотных и переключающего магнитов для первого варианта и при демонтаже или выключении поворотных магнитов — во втором, система начинает работать в режиме обычный линейный развертки. Этим обеспечивается универсальность устройства, а конкретно — возможность обработки более широкого ассортимента изделий.

Отметим основные преимущества описанных систем четырехстороннего облучения.

Ширина зоны облучения (до 1 м) существенно больше, чем в любом из известных вариантов установок четырехстороннего облучения, в частности, описанных в [2]. Большая ширина зоны облучения позволяет легко осуществить радиационную обработку проводов (кабелей) большого диаметра за несколько проходов провода под пучком. Это уменьшает интенсивность облучения изделия в единицу времени. Слишком интенсивная обработка изделий за один проход зоны облучения ведет к нежелательным физико-химическим процессам. Большая доза за проход приводит к повреждению изоляции вследствие выделения газов в толще изоляции и высоким тепловым нагрузкам. При равных скоростях протяжки при увеличении ширины раскладки полная доза облучения набирается за более длительный промежуток времени. Это уменьшает тепловую и радиационную нагрузки на облучаемое изделие и, следовательно, повышает качество облучаемых изделий.

Количество выделяемого озона, образующегося при взаимодействии электронного пучка с воздухом, пропорционально длине пробега электронов в воздухе. Благодаря простоте конструкции раскладка кабельного изделия может быть помещена очень близко к выпускной фольге, что уменьшает длину пробега электронов в воздухе и тем самым минимизирует количество выделившегося озона.

По сравнению с радиационно-технологической установкой, выполненной на основе двух ускорителей, расположенных под углом в 90°, разработанные системы четырехстороннего облучения обладают следующими преимуществами¹:

- дешевизна — стоимость конструкции с использованием одного ускорителя значительно ниже стоимости конструкции с использованием двух ускорителей;

- простота конструкции — один вертикально стоящий ускоритель требует значительно меньших затрат на установку и обслуживание, чем два ускорителя, установленных под углом 90°;

- больший размер зоны облучения;

- меньший выход озона;

- отсутствует необходимость согласования тока пучка и энергии двух электронных ускорителей.

По сравнению с конструкцией четырехстороннего облучения, описанной в [4], разработанные устройства облучения обладают следующими преимуществами:

- больший размер зоны облучения;

- существенно меньший разброс выходных углов электронного пучка;

- устройство, описанное в [4], не может работать в режиме обычной линейной развертки;

- в разработанном устройстве облучение по всем четырем азимутам происходит в пределах одного витка, а в альтернативном устройстве — в пределах заправочной длины кабельного изделия;

- обслуживание существенно проще, в альтернативном варианте выпускного устройства повреждение одной фольги ведет к полной замене всех четырех.

Разработанные системы четырехстороннего облучения кабельной продукции позволяют без заметного изменения стоимости установки радиационной обработки и без ее конструктивного усложнения существенно

¹ Приведенные характеристики разработанных систем получены на стадии проектирования и пока еще не подтверждены экспериментами.

поднять качество облучения. В случае замены системы облучения, использующей два ускорителя, системой с применением описанных устройств значительно снижается стоимость установки в целом.

Разработанные системы четырехстороннего облучения могут использоваться с любыми промышленными ускорителями электронов как непрерывного, так и импульсного действия. Это позволяет использовать их не только во вновь создаваемых установках, но и для реконструкции старых с целью повышения их качества и производительности.

Список литературы

1. Veis M.E., Kuksanov N.K., Nemytov P.I. e.a. The system to extract the linear, ring and concentrated electron beam into atmosphere. Indo-USSR seminar on industrial application of electron accelerators. Preprint of lectures. Bombay, BARC, 1988. Vol.1.
2. Ауслендер В.Л., Нехаев В.Е., Салимов Р.А., Финкель Э.Э. Развитие электронно-лучевой технологии в электроизоляционной и кабельной технике//Электротехника. 1996. № 11. С.26—30.
3. Куksанов Н.К., Салимов Р.А., Черепков В.Г. Выпуск в атмосферу развернутого электронного пучка током до 100 мА//Приборы и техника эксперимента. 1988. № 4.
4. Salimov R.A., Korabelnikov B.M., Kosilov M.R., Prudnikov V.V. Development of the next generation of

powerfull electron accelerators. Final research coordination meeting RADIATION PROCESSING OF FLUE GASES (part1) IAEA, Poland, Zakopane, 1993.

Аксамирский Петр Владимирович окончил физический факультет Новосибирского государственного университета в 1997 г.

Куksанов Николай Константинович — доктор технических наук. Окончил физический факультет Новосибирского государственного университета в 1970 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Разработка мощного ускорителя непрерывного действия для применения в радиационной технике» в 1977 г. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Электронный ускоритель непрерывного действия мощностью сотни киловатт».

Малинин Андрей Борисович — окончил физический факультет Новосибирского государственного университета в 1993 г.

Немытов Петр Иванович — кандидат технических наук. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Новосибирского электротехнического института в 1980 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Стабилизация и контроль основных параметров мощного электронного пучка промышленных ускорителей прямого действия» в 1999 г.

Салимов Рустам Абельевич — доктор технических наук. Окончил физический факультет Новосибирского государственного университета в 1954 г. Защитил докторскую диссертацию на тему «Ускорители серии ЭЛВ для применения в народном хозяйстве» в 1980 г.

Параметры передачи телеметрического кабеля для сейсмической разведки

К.К.АБРАМОВ, канд.техн.наук, А.В.ЧАМОВ

ОАО «ВНИИКП»

Телеметрические кабели для наземной сейсморазведки применяются в системах, основной особенностью которых является перевод вертикальной составляющей механических колебаний из аналоговой формы в цифровую в непосредственной близости к самому датчику (геофону) в герметичных полевых блоках, снабженных аналогово-цифровыми преобразователями.

По своей конструкции телеметрические кабели для сейсмической разведки относятся к многопроводным симметричным кабелями связи. Количество передающих пар в кабелях колеблется от двух до восьми, что зависит от типа применяемой системы. По кабелям передается дискретная информация с частотой 2—4 МГц, к ним предъявляются повышенные требования по электрическим параметрам передачи. Как правило, в кабель

вводят дополнительные жилы питания, оказывающие влияние на распределение электромагнитного поля. В кабеле обычно отсутствует экран, и в условиях эксплуатации кабель располагается на поверхности земли. Все это влияет на электрические параметры кабеля для сейсмической разведки: емкость, индуктивность, электрическую проводимость токопроводящих жил и изоляции, волновое сопротивление и коэффициенты распространения цепей [1] и подлежит учету при проведении расчетов.

Практически во всех методах расчета, применимых для определения параметров передачи симметричных кабелей, рассматривают достаточно короткий элемент кабеля, на котором расстояние между жилами по всей длине почти не меняется и жилы считают параллельными между собой [2]. Так как

фактически токопроводящие жилы скручиваются в пары, а затем в сердечник, то параметры, отнесенные к короткому участку, изменяются по длине. Шаги скрутки жил в пары во много раз меньше длины волны высшей частоты передаваемого сигнала ($h < 100 \div 200$ м, $\lambda > 100$ м). Поэтому параметры передачи цепей определяем как значения параметров, полученные для коротких отрезков кабеля, а затем усредненные по его длине. Таким образом, мы приходим к двум этапам решения задачи, первый — определение параметров на коротком участке, второй — определение параметров как среднего по длине.

Расчет параметров передачи для короткого участка телеметрического кабеля

Предпочтительным для расчета параметров многопроводной линии является метод потенциальных коэффициентов, который приводит к удовлетворительным результатам. Для проверки был проведен расчет емкости между несоосными не охватывающими друг друга проводящими цилиндрами, находящимися на расстоянии, близком к исследуемому, и расположенными в вакууме по известной формуле [3]. Расчет показал, что погрешность расчета по методу потенциальных коэффициентов по сравнению с известной формулой составила не более 2% для тонких жил (сечением $0,14 \text{ мм}^2$) и не более 4% для жил питания сечением $2,0 \text{ мм}^2$.

С помощью метода потенциальных коэффициентов можно определить значение рабочей емкости и индуктивности каждой пары кабеля на коротком участке длины кабеля, что позволит оценить отличие их параметров, вызванное особенностями конструкции кабеля на основе единой модели и учесть влияние жил друг на друга.

Рассмотрим n -проводную линию над проводящей плоскостью. Матрица потенциалов Φ для системы из n проводов линейно зависит от их зарядов q на единицу длины [4]:

$$\Phi = \alpha_n q_n, \quad (1)$$

где Φ , α_n и q_n — матрицы потенциалов, потенциальных коэффициентов и зарядов рассматриваемой системы проводов;

$$\alpha_{ik} = \frac{1}{2\pi\epsilon} \ln \frac{l'_{ik}}{l_{ik}}, \quad (2)$$

где l_{ik} — расстояние между i -м и k -м проводами; l'_{ik} — расстояние между k -м проводом и отражением i -го провода (граница раздела — поверхность земли, потенциал которой принимаем за нулевой); ϵ — экви-

валентная диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей пространство между жилами кабеля, Ф/м. Полагаем, что жилы являются бесконечно тонкими, и пренебрегаем эффектом близости. Формула (2) учитывает удаление кабеля от поверхности земли.

Аналогичное соотношение справедливо и для магнитных потоков [2]:

$$\Phi_n = \mu_0 \epsilon \alpha_n I_n = \lambda_n I_n, \quad (3)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Гн/см — абсолютная магнитная проницаемость воздуха и ферромагнитных материалов.

Предполагая наличие идеальной системы, т.е. достаточно высоких частот (2—4 МГц), принимаем, что магнитное поле не проникает в толщу провода (пренебрегаем внутренней индуктивностью). При этом λ_n является матрицей индуктивностей отдельных проводов. Ее элементы пропорциональны потенциальным коэффициентам

$$\lambda_{ik} = \mu_0 \epsilon \alpha_{ik} = \frac{1}{v^2} \alpha_{ik}, \quad (4)$$

где v — скорость распространения волны по цепи.

Обратная система уравнений, в которой заряды проводов q_n представлены в виде функций потенциалов Φ , вводит коэффициенты β , имеющие размерность емкости, коэффициенты электростатической индукции:

$$q_n = \beta_n \Phi. \quad (5)$$

Элементы матрицы β_n формально получают путем решения системы уравнений (1) относительно зарядов q_n . Это решение существует, так как определитель β_n не обращается в нуль. В матричной записи

$$\beta_n = \alpha_n^{-1}. \quad (6)$$

В (1), (5) рассматривались связи в многопроводной линии (кабеле) отдельных проводов пучка. Но в симметричных кабелях жилы располагаются парами, образуя цепи.

В системе из n проводов, расположенных над землей, можно создать n любых цепей. При этом каждый провод может принадлежать нескольким цепям.

Учитывая конструкцию телеметрического кабеля для сейсморазведки, его схему скрутки жил в пары, образуем цепи, которые состоят из m пар. Рассмотрим кабель, состоящий из $n = 2m$ жил, в том числе одной пары жил питания. В нем образуем m симметричных цепей «жила-жила» и m несимметричных цепей «две жилы—земля». Математически это соответствует линейному преобразованию системы (1) или (5) че-

рез следующие уравнения:

$$U_{\pi} = M_U \Phi \quad (7a)$$

$$q_{\pi} = M_q q_{\pi}, \quad (7b)$$

где уравнения для напряжений цепи U_{π} как функций потенциалов Φ или для зарядов цепи q_{π} как функций зарядов проводов q_{π} можно записать в матричной форме; M_U и M_q — две квадратные матрицы, которые могут быть получены для рассматриваемого кабеля, следуя рекомендациям, данным в [4].

Обе эти системы предполагаются обратными, т.е. оба определителя

$$|M_U| \neq 0;$$

$$|M_q| \neq 0,$$

поэтому

$$\Phi = M_U^{-1} U_{\pi}; \quad (8a)$$

$$q_{\pi} = M_q^{-1} q_{\pi}. \quad (8b)$$

Путем подстановки в уравнение (1) получаем:

$$M_U^{-1} U_{\pi} = \alpha_{\pi} M_q^{-1} q_{\pi} \text{ или } U_{\pi} = M_U \alpha_{\pi} M_q^{-1} q_{\pi}. \quad (9)$$

Матрица коэффициентов этой системы преобразования

$$\alpha_{\pi} = M_U \alpha_{\pi} M_q^{-1}. \quad (10)$$

Здесь α_{π} называется матрицей потенциальных коэффициентов отдельных цепей, а α_{π} — матрицей потенциальных коэффициентов отдельных проводов.

На основании [4] можно записать

$$M_U M_q^T = M_U^T M_q = M_q M_U^T = M_q^T M_U = E. \quad (11)$$

При этом M_U^T или M_q^T — транспонированные матрицы по отношению к M_U или M_q ; E — единичная матрица. Это соотношение справедливо в самом общем случае.

Таким образом, из (9) и (10) получаем:

$$U_{\pi} = \alpha_{\pi} q_{\pi}, \quad (12)$$

где

$$\alpha_{\pi} = M_U \alpha_{\pi} M_U^T.$$

Так же как напряжения и заряды преобразуются и магнитные величины — поток Φ и ток I , так как для тока I_{π} действительно то же определение, что и для заряда q_{π} , а для потока Φ_{π} — то же определение, что и для напряжения U_{π} . Поэтому из уравнения (3)

$$\Phi_{\pi} = L_{\pi} I_{\pi}, \quad (13)$$

где

$$L_{\pi} = M_U \lambda_{\pi} M_U^T.$$

В качестве четвертой и последней системы уравнения рассмотрим систему, обрат-

ную матричному уравнению (12),

$$q_{\pi} = C_{\pi} U_{\pi}, \quad (14)$$

где

$$C_{\pi} = \alpha_{\pi}^{-1}.$$

Элементы этой матрицы, расположенные вне основной диагонали, характеризуют взаимные емкости, а элементы основной диагонали — рабочие емкости.

В качестве формул преобразования для четырех матричных величин α_{π} , α_{π} , β_{π} , C_{π} получаем:

$$\begin{aligned} \alpha_{\pi} &= \beta_{\pi}^{-1} = M_q^T \alpha_{\pi} M_q = M_q^T C_{\pi}^{-1} M_q; \\ \beta_{\pi} &= \alpha_{\pi}^{-1} = M_U^T \alpha_{\pi}^{-1} M_U = M_U^T C_{\pi} M_U; \\ \alpha_{\pi} &= M_U \alpha_{\pi} M_U^T = M_U \beta_{\pi}^{-1} M_U^T = C_{\pi}^{-1}; \\ C_{\pi} &= M_q \alpha_{\pi}^{-1} M_q^T = M_q \beta_{\pi} M_q^T = \alpha_{\pi}^{-1}. \end{aligned} \quad (15)$$

Аналогично матрице собственных и взаимных емкостей получаем матрицу собственных и взаимных индуктивностей пар кабеля:

$$L_{\pi} = \mu_0 \epsilon M_U \alpha_{\pi} M_U^T. \quad (16)$$

Согласно уравнениям (15) и (16) всегда можно преобразовать любые два матричных выражения одно в другое. При использовании сегодняшнего компьютерного математического обеспечения произвести данные операции довольно просто. Следовательно, применив описанный метод, численно мы получаем требующиеся параметры передачи, отнесенные к короткому участку длины.

Скрутка жил и средние по длине кабеля значения параметров передачи

На втором этапе численно определим зависимость связей между жилами как функцию от длины линии.

Для начала предположим, что нам известно первоначальное положение жил по сечению кабеля. Предположим также, что по сечению жилы отдельные пары вращаются по длине кабеля относительно точки их соприкосновения по траектории окружности с постоянным шагом скрутки этих пар. Причем эти окружности, описывающие площадь, заполняемую отдельными парами, не должны пересекаться (рис.1) — так называемое сечение с идеальной геометрией. Таким образом исключается пересечение элементов изолированных токопроводящих жил (изоляции, проводников). Кроме того, примем, что пары жил и жилы питания также вращаются по окружности по длине кабеля вокруг его центральной оси.

Соответственно нам известны все геометрические размеры элементов кабеля; диамет-

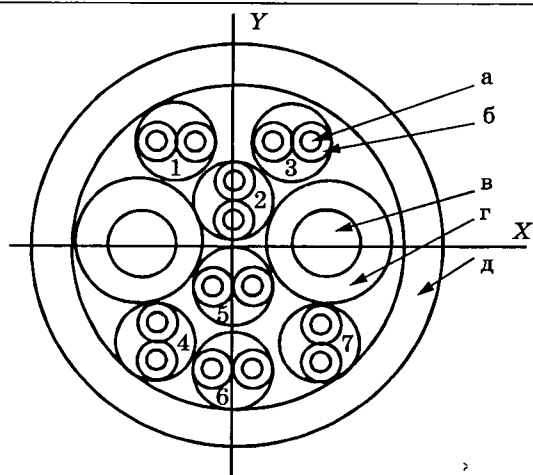


Рис.1. Сечение кабеля с идеальной геометрией:

а — жила передающей пары; б — изоляция передающей пары; в — жила питания; г — изоляция жилы питания; д — оболочка

ры токопроводящих жил, толщина изоляции, толщина оболочки. Кроме того, необходимо учесть расстояние до поверхности земли, так как оно соизмеримо с расстоянием между отдельными жилами кабеля.

Линию, проходящую через ось кабеля и перпендикулярную земле, примем за ось X, а линию перпендикулярную ей и также проходящую через ось симметрии кабеля — за ось Y (рис.2).

При известных начальных координатах жил кабеля найдем расстояние от оси кабеля, которую примем за начало координат, до центра любой жилы, а также угол отклонения центра жилы от оси X.

Таким образом, при известных координатах центров жил определяем расстояние между отдельными жилами

$$l_{ik} = \sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2} \quad (17)$$

и расстояние между центром k -го и зеркальным отражением i -й жилы

$$l'_{ik} = \sqrt{(2l_{0e} - x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2}, \quad (18)$$

где l_{0e} — расстояние между осью кабеля и поверхностью земли; x и y — координаты жил.

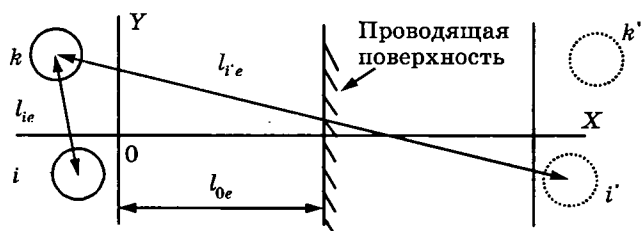


Рис.2.

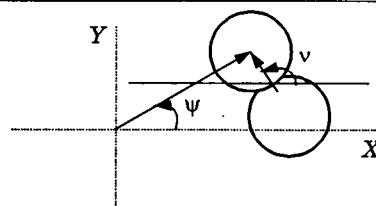


Рис.3.

Положим, что передающие провода скручены в пары с шагом h , а сами пары и жилы питания скручены в кабель с шагом H .

Тогда в любой точке по длине кабеля получаем значение угла поворота пары или жилы питания относительно оси X (рис.3)

$$\psi_n = \psi_0 + L_n \frac{2\pi}{H} \quad (19)$$

и значение угла поворота жилы в паре относительно точки соприкосновения жил в данной паре относительно поверхности земли

$$\vartheta_n = \vartheta_0 + L_n \frac{2\pi}{h}. \quad (20)$$

Здесь ψ_0 и ϑ_0 — соответствующие углы поворота в сечении кабеля, с которого начинается отсчет вдоль кабеля; L_n — расстояние от нулевой точки до точки n .

В качестве начала отсчета мы принимаем такое сечение по длине кабеля, в котором известны значения координат всех жил и с которого начинается расчет его параметров.

После того, как мы получили значения углов поворота жил, по теореме Пифагора определяем координаты этой жилы в любом сечении по длине линии.

Например, для k -й жилы передающей пары на длине l_n

$$x_k(l_n) = r_{0k} \cos \psi_n + R_k \cos \vartheta_n \quad (21)$$

и

$$y_k(l_n) = r_{0k} \sin \psi_n + R_k \sin \vartheta_n, \quad (22)$$

где r_{0k} — расстояние от центра координат до точки соприкосновения k -й жилы со второй жилой пары; R_k — радиус k -й жилы по изоляции.

Так как жилы питания в пары не скручивают, то для них будут справедливы такие формулы:

$$x_m(l_n) = r_{0m} \cos \psi_n; \quad y_m(l_n) = r_{0m} \sin \psi_n, \quad (23)$$

где r_{0m} — расстояние от центра координат до центра жилы m .

Таким образом, были определены положения каждой жилы в любом сечении по длине кабеля в зависимости от изменяемого положения жил.

Так, зная координаты жил кабеля в любом сечении вдоль кабеля, учитывая скрут-

ку в кабеле и влияние земли, определяем значения рабочей емкости и индуктивности для каждой пары для произвольно выбираемого количества точек по длине кабеля.

После этого путем арифметического усреднения находим значения этих параметров и рассматриваем влияние на них изменения расположения жил в кабеле по длине.

По данной методике были просчитаны параметры передачи телеметрического кабеля для сейсморазведки марки КС-16-145 со следующей конструкцией. Кабель состоит из семи передающих пар с жилами из семи медных отожженных проволок диаметром 0,16 мм и диаметром по изоляции 1,25 мм и двух силовых гибких медных жил сечением 2,0 мм² с диаметром по изоляции 2,62 мм. Диаметр кабеля по оболочке составляет около 10 мм. Изоляция кабеля была выполнена из специальной композиции на основе полиэтилена. Шаг скрутки пар 30 мм, скрутки сердечника кабеля 110 мм. Центр кабеля удален от поверхности земли на 6 мм, тем самым учтены неровности ее поверхности. Общий вид кабеля с нумерацией пар приведен на рис.1.

С использованием профессионального математического компьютерного обеспечения были получены значения рабочих емкостей и индуктивностей (таблица). Блок-схема программы частично базировалась на схеме, предложенной в [3]. При этом было введено предположение, что эквивалентная диэлектрическая проницаемость пространства, заполняющего пространство между жилами кабеля, равна 1,88.

Номер пары	Скрутка учтена		Скрутка не учтена	
	Емкость, нФ/км	Индуктивность, мГн/км	Емкость, нФ/км	Индуктивность, мГн/км
1	33,045	0,673	32,782	0,659
2	34,437	0,674	34,203	0,658
3	33,061	0,672	33,192	0,655
4	33,382	0,673	33,612	0,659
5	34,661	0,674	34,542	0,658
6	33,638	0,672	33,844	0,658
7	33,398	0,672	33,755	0,655

Из таблицы и рис.1 видно, что симметрично расположенные в кабеле, относительно его центра и жил питания, цепи (1—3 и 4—7) при проведении расчета с учетом скрутки имеют равные значения емкости и индуктивности в отличие от расчета, при котором скрутка не учтена. Небольшая разница между ними обусловлена погрешностью расчета и малым значением интегрируемой

длины. Рассмотрение пар 1, 3, 4, 6, 7 и 2, 5 показывает отличие параметров передачи цепей наружного центрального и центрального повива, соответственно.

Изменение параметров передачи при малых отклонениях конструктивных размеров

Необходимо признать, что предложенная модель является усложненной для проведения многофакторного анализа. Однако при помощи метода обобщенной регрессии можно найти упрощенную функцию, отражающую зависимость от многих факторов. Этот метод используется, если предполагается, что данные могут быть смоделированы в виде линейной комбинации произвольных функций

$$y = a_0 f_0(x) + a_1 f_1(x) + \dots + a_n f_n(x). \quad (24)$$

Расчеты показали, что емкость C и индуктивность L кабеля зависят в основном от изменения толщины изоляции и расстояния от центра кабеля до поверхности земли. Найдем аппроксимирующую функцию для определения изменения номинального расчетного параметра при изменении $R_{из}$ (радиуса по изоляции токопроводящей жилы передающей пары) и l_{0e} (расстояние от центра кабеля до поверхности земли) на малые значения $\Delta R_{из}$ и Δl_{0e} соответственно.

Таким образом, решение имеем в виде двух функций следующего вида:

$$C(\Delta R_{из}, \Delta l_{0e}) = C_0 + a \cdot f(\Delta R_{из}) + b \cdot f(\Delta l_{0e}) + A; \quad (25)$$

$$L(\Delta R_{из}, \Delta l_{0e}) = L_0 + c \cdot f(\Delta R_{из}) + d \cdot f(\Delta l_{0e}) + B, \quad (26)$$

где C_0 и L_0 — расчетные значения емкости (нФ/км) и индуктивности (мГн/км) при номинальном значении радиуса по изоляции и расстоянии от центра кабеля до земли.

Выполним такой анализ для кабеля КС-16-145. Примем, что расстояние от центра кабеля до земли равно половине диаметра кабеля, однако при расчете конструкции с идеальной геометрией его диаметр увеличился до 12 мм, $l_{0e} = 6$ мм.

После проведения операции обобщенной регрессии по полученным расчетным путем точкам были определены формулы, отражающие зависимость параметров передачи от геометрических размеров элементов кабеля, т.е. от технологических допусков на его изготовление:

$$C(\Delta R_{из}, \Delta l_{0e}) = C_0 + 52,7 \cdot \Delta R_{из}^2 - 31,5 \cdot \Delta R_{из} + 0,177 \cdot e^{-\Delta l_{0e}} - 0,175; \quad (27)$$

$$L(\Delta R_{из}, \Delta l_{0e}) = L_0 - 0,552 \cdot \Delta R_{из}^2 + 0,63 \cdot \Delta R_{из}. \quad (28)$$

Как видно из формул (27), (28), емкость и индуктивность цепей рассматриваемого кабеля незначительно зависят от расстояния от центра кабеля до земли, и, следовательно, если кабель поднят над землей на высоту более своего диаметра, это влияние можно не учитывать. В качестве окончательного варианта получаем формулы для определения возможных изменений параметров кабеля при малых изменениях их геометрических размеров, которыми можно воспользоваться, при известных номинальных значениях:

$$C(\Delta R_{из}, \Delta l_{0e}) = C_0 + 52,7 \cdot \Delta R_{из}^2 - 31,5 \cdot \Delta R_{из}, \quad (29)$$

$$L(\Delta R_{из}, \Delta l_{0e}) = L_0 - 0,552 \cdot \Delta R_{из}^2 + 0,63 \cdot \Delta R_{из}. \quad (30)$$

Таким образом, описанные методы расчета позволяют определить параметры как телеметрических кабелей для сейсморазведки, так и иных сложных симметричных кабелей связи, и более полно учесть их конструктивные особенности.

Список литературы

1. Горбенко Л.А., Месенжник Я.З. Кабели и провода для геофизических работ. М.: Энергия, 1977.
2. Гроднев И.И. Кабели связи. М.: Энергия, 1976.
3. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. М.-Л.: Энергия, 1966.
4. Клейн В. теория взаимного влияния в линиях связи. М.: Изд-во иностр. лит., 1959.
5. Абрамов К.К. Моделирование и расчет кабелей связи на ЭВМ. М.: Связь, 1979.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Линейный электромагнитный движитель¹

Р.И.БИХМАН, канд.техн. наук

НПП ВНИИЭМ

Рассматривается возможность создания космического линейного электромагнитного движителя (ЛЭМД), создающего линейную силу (тягу) вдоль направления полета искусственного спутника Земли за счет взаимодействия с магнитным полем Земли.

Если в прошлом при работе на орбите одиночных искусственных спутников Земли (ИСЗ) актуальными были лишь начальное успокоение ИСЗ после отделения его от ракеты-носителя и компенсация постоянной составляющей внешних возмущающих моментов, действующих на ИСЗ в орбитальном полете, то в настоящее время появляются системы из нескольких ИСЗ, работающих на одной орбите, где требуется жесткое поддержание положения ИСЗ относительно друг друга и строгое сохранение параметров орбиты в течение длительного срока (10—15 лет).

Первая из этих задач для ИСЗ, работающих на полярных и наклонных орбитах с высотой до 2500—3000 км, успешно решается путем создания внешних управляющих моментов с помощью моментных магнитодвигателей за счет взаимодействия их с магнитным полем Земли.

Вторая задача — создание линейной силы (тяги) для регулирования положения ИСЗ

вдоль орбиты и компенсации сил лобового сопротивления для строгого сохранения параметров орбиты — для тех же орбит решалась до настоящего времени с помощью реактивных или электрореактивных двигателей, работающих за счет выброса рабочего тела.

К недостаткам использования электрореактивных двигателей на ИСЗ с длительным сроком работы относятся:

- относительно низкая надежность;
- значительная масса, особенно за счет запаса рабочего тела на весь срок существования ИСЗ;
- высокое значение потребляемой электрической мощности.

Рассмотрим возможность создания линейного электромагнитного движителя, исключаяющего все перечисленные недостатки.

Обоснование принципа работы линейного электромагнитного движителя

Очень заманчивым было бы создание линейных электромагнитных движителей (ЛЭМД), развивающих линейную силу (тягу) вдоль направления полета ИСЗ за счет взаимодействия с магнитным полем Земли

¹ Статья поступила в редакцию 7 апреля 1999 г.

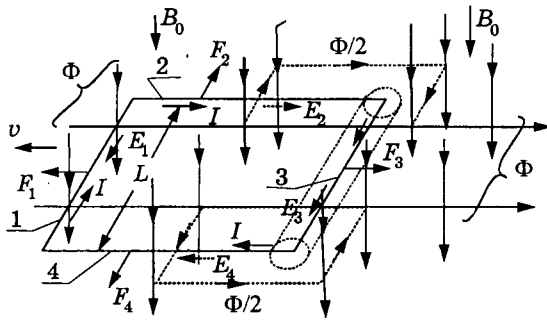


Рис.1.

(МПЗ), без расхода рабочего тела.

До последнего времени задача считалась нереальной, так как известно, что замкнутый контур, обтекаемый током, в однородном магнитном поле может создавать только управляющие моменты

$$\bar{N} = [\bar{P}_m \times \bar{B}_0], \quad (1)$$

где \bar{P}_m — магнитный момент моментного магнитодвигателя; \bar{B}_0 — вектор магнитной индукции МПЗ.

Рассмотрим плоский прямоугольный виток с током, плоскость которого перпендикулярна направлению вектора однородного магнитного поля \bar{B}_0 (рис.1). Пусть виток движется со скоростью v вдоль сторон 2 и 4 (по стрелке v). При этом стороны 1 и 3 пересекают линии магнитного поля, в них возникают ЭДС E_1 и E_3 . На стороны 1 и 3 действуют силы F_1 и F_3 :

$$F_1 = B_0 L I; E_1 = B_0 L v; U_1 = I R_1 + E_1;$$

$$P_1 = I^2 R_1 + E_1 I; \quad (2)$$

$$F_3 = -B_0 L I; E_3 = -B_0 L v; U_3 = I R_3 - E_3;$$

$$P_3 = I^2 R_3 - E_3 I, \quad (3)$$

а так как $|E_1| = |E_3|$, то $\Sigma E_i = 0$; $\Sigma F_i = 0$; ($F_2 = -F_4$); $\Sigma P_i = I^2 \Sigma R_i$.

Т.е. мы видим, что получить линейную силу в обычных условиях не удастся. Экранирование стороны 3 с помощью коаксиального магнитного экрана не меняет положения дел, так как линии магнитного потока непрерывны и не могут «выйти» из контура витка при своем движении «сквозь» виток, не пересекая сторону 3, даже если она в коаксиальном экране.

Предложен метод исключения стороны 3 из взаимодействия с магнитным полем за счет «выведения» магнитного потока из замкнутого витка через стороны 2 и 4 (по 0,5Φ от вошедшего потока через сторону 1) (см.

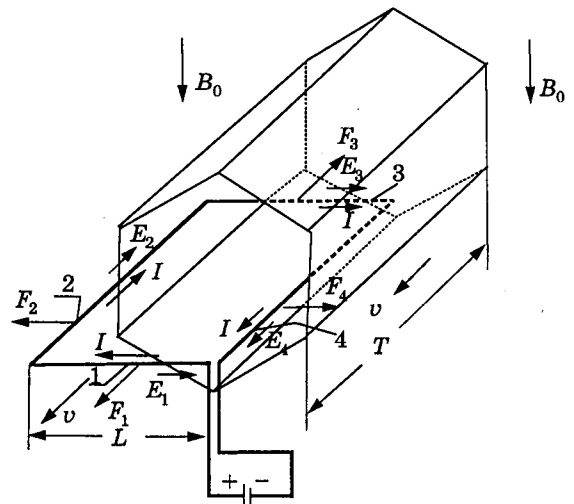


Рис.2.

рис.1). При этом

$$E_3 = 0; F_3 = 0; E_2 = E_4 = -0,5 E_1;$$

$$\Sigma F_i = F_1; \Sigma E_i = 0; \Sigma P_i = I^2 \Sigma R_i. \quad (2)$$

ЭДС E_2 и E_4 появляются в сторонах 2 и 4 за счет пересечения их выходящими половинами вошедшего в виток магнитного потока.

Для реализации такого вывода магнитного потока из витка через боковые стороны предложено использовать замкнутый магнитопровод в виде отрезка трубы из ферромагнитного материала. Примем сечение этой трубы в форме правильного шестиугольника (что удобно для проведения расчетов в дальнейшем). Разместим прямоугольную рамку с током так, что стороны 2 и 4 частично будут внутри магнитопровода, сторо-

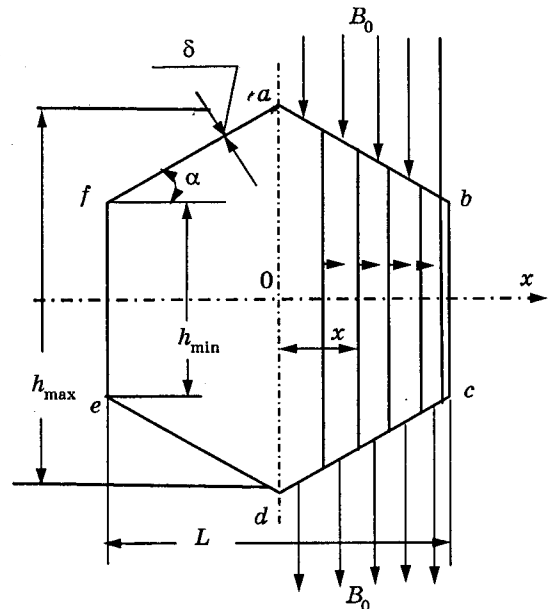


Рис.3.

на 1 будет вне магнитопровода, а сторона 3 целиком будет находиться внутри магнитопровода (рис.2). При этом магнитный поток однородного поля, вошедший в виток после пересечения стороны 1, встречаясь с передним (по ходу движения) торцом магнитопровода, будет перемещаться поперек переднего торца магнитопровода, чтобы «вписаться» в контур магнитопровода (рис.3), т.е. будет реализовано желаемое движение магнитного потока, показанное пунктиром на рис.1.

При этом такой прототип линейного электромагнитного движения будет развивать силу F_1 , потребляя от источника питания только мощность, расходуемую на джоулевы потери: $I^2 \Sigma R_i$.

Рассмотрим источник энергии, расходуемой на генерирование в сторонах витка 2 и 4 мощностей,

$$P'_2 = E_2 I \text{ и } P'_4 = E_4 I \quad (P'_2 + P'_4 = -P'_1),$$

где $P'_1 = I E_1$.

Анализ процессов обмена энергией магнитного поля, заключенного в замкнутом объеме, с внешним магнитным полем

Поместим в однородное магнитное поле с индукцией B_0 замкнутый экран из листового ферромагнитного материала, являющийся отрезком полого цилиндра длиной T с поперечным сечением в виде правильного шестиугольника с площадью S , радиусом вписанной окружности r и с толщиной стенок δ . При этом ось цилиндра расположим перпендикулярно направлению магнитного поля, а одну из диагоналей шестиугольного сечения экрана ($a-d$), которую будем называть главной, вдоль вектора \vec{B}_0 (рис.3).

Магнитный поток, попадающий в этом случае на поверхность экрана,

$$\Phi_0 = B \cdot 2r \cdot T = B \cdot L \cdot T. \quad (5)$$

Большая часть магнитного потока, падающего на поверхность экрана, пройдет по стенкам экрана. Примем, что по «вертикальным» стенкам экрана (bc и ef на рис.3) пройдет магнитный поток

$$\Phi_s = K_{\text{и}} \Phi_0, \quad (6)$$

где $K_{\text{и}} < 1$ — коэффициент полезного использования внешнего магнитного потока Φ_0 .

При этом по каждой из боковых вертикальных стенок экрана (bc и ef) пройдет магнитный поток, равный $0,5\Phi_s$, а в наклонных стенках экрана (ab ; cd ; de и af) поток, проходящий в направлении от главной диагонали к боковым стенкам, будет изменяться

от 0 до $0,5\Phi_s$. Нетрудно увидеть, что магнитная индукция в боковых стенках экрана будет равна $B_{\text{эmax}}$, где $B_{\text{эmax}} = \frac{K_{\text{и}} B_0 L}{2\delta}$, а в наклонных стенках экрана индукция $B_{\text{э.н}}$ будет изменяться линейно, в направлении от главной диагонали к боковым стенкам, от 0 до $B_{\text{эmax}}$:

$$B_{\text{э.н}} = B_{\text{эmax}} \frac{2x}{L}. \quad (6)$$

В результате проведенных вычислений нами получено для шестигранного сечения магнитного экрана, находящегося в однородном магнитном поле в положении, показанном на рис.3, следующее значение

$$K_{\text{и}} = \frac{h_{\text{max}}}{h_{\text{max}} + \frac{L^2}{2\delta\mu_r \cos \alpha} + \frac{h_{\text{min}}}{\delta\mu_r}}. \quad (7)$$

Мысленно разобьем пространство, содержащее однородное магнитное поле, вне объема экрана и в объеме, содержащем экран, на плоские пластины толщиной δ , параллельные плоскости торца магнитного экрана. Магнитный поток сквозь одну такую пластину с площадью, равной площади поперечного сечения экрана S ,

$$\Phi_{\text{пл.0}} = B_0 2r\delta. \quad (8)$$

Энергия магнитного поля, содержащаяся в пластине с площадью S и толщиной δ , вне объема экрана $W_{\text{пл.воз1}}$ будет равна

$$W_{\text{пл.воз1}} = \frac{B_0^2}{2\mu_0} S\delta. \quad (9)$$

Если пластина ограничена стенками экрана, то по стенкам экрана, толщиной δ , пройдет магнитный поток $\Phi_{\text{пл.э}} = K_{\text{и}} \Phi_{\text{пл.0}}$, а сквозь экран (по воздуху) — $\Phi_{\text{пл.воз2}} = (1 - K_{\text{и}}) \Phi_{\text{пл.0}}$.

Энергия магнитного поля, содержащегося в стенках экрана в трубке с толщиной δ и сечением $s = \delta^2$, будет равна

$$W_{\text{пл.э}} = 4W_{\text{пл.э.нак}} + 2W_{\text{пл.э.верт}}, \quad (10)$$

где

$$W_{\text{пл.э.нак}} = \int_0^{\frac{L}{2}} \frac{K_{\text{и}}^2 B_0^2 x^2}{2\delta^2 \mu_0 \mu_r \cos \alpha} \delta^2 dx = \frac{K_{\text{и}}^2 B_0^2 L^3}{48 \mu_0 \mu_r \cos \alpha}; \quad (11)$$

$$\frac{\delta^2 dx}{\cos \alpha} = d\vartheta; \quad B_x = \frac{K_{\text{и}} B_0 x}{\delta};$$

$$W_{\text{пл.э.верт}} = \frac{K_{\text{и}}^2 B_0^2 L^2}{8\delta^2 \mu_0 \mu_r} \delta^2 h_{\text{min}} = \frac{K_{\text{и}}^2 B_0^2 L^2 h_{\text{min}}}{8 \mu_0 \mu_r}; \quad (12)$$

$$\delta^2 h_{\text{min}} = 3 \text{ боковой стенки.}$$

После подстановки выражений (11), (12) в (10) получим:

$$W_{\text{пл.э}} = \frac{K_{\text{н}}^2 B_0^2 L^2 (L + 3h_{\text{мин}} \cos \alpha)}{12\mu_0 \mu_r \cos \alpha}. \quad (13)$$

Величиной $W_{\text{пл.воз.2}}$ внутри экрана можно пренебречь из-за малости $B_{\text{пл.воз.2}}^2$.

При больших μ_r материала экрана значение энергии, содержащейся в пластине магнитного поля в экране, существенно меньше, чем в такой же пластине вне экрана, т.е. часть энергии, содержащейся в пластине поля, после внесения туда экрана перешла во внешнюю часть магнитного поля, вне экрана.

Теперь рассмотрим процесс движения магнитного экрана вдоль своей оси со скоростью v . При этом магнитный экран будет пересекать линии магнитного поля.

Условно рассмотрим процесс непрерывного движения экрана со скоростью v как ряд мгновенных перемещений на величину δ (равную толщине экрана) с паузами между перемещениями, равными $\Delta t = \frac{\delta}{v}$. При этом предположим, что магнитный поток в пластине магнитного поля толщиной δ «впишется» в экран только после очередного перемещения экрана на δ .

Если через пластину магнитного поля толщиной δ и шириной L проходит N магнитных силовых линий, где $N = \frac{B_0 L \delta}{d\Phi}$, то при «входе» в эту пластину переднего (по движению) торца магнитного экрана $K_{\text{н}} N$ магнитных силовых линий «впишется» в экран и $(1 - K_{\text{н}})N$ пройдет сквозь экран (по воздуху).

Магнитной силовой линией будем считать элементарную трубку магнитного потока $d\Phi$ с поперечным сечением dS и индукцией B . При изменении индукции B соответственно изменяется dS из условия

$$d\Phi = BdS = \text{const.}$$

Предположим, что в процессе «входа» торца магнитного экрана в пластину магнитного поля $K_{\text{н}} N$ силовых линий, ранее равномерно распределенных по пластине, «впишутся» в экран, передвигаясь вдоль торца экрана в направлении от главной диагонали ad к вертикальным частям экрана. (Автор не видит других путей проникновения магнитных силовых линий в стенки движущегося экрана (см. рис.3)).

При этом магнитная индукция в воздухе, внутри экрана, в пластине поля, содержащей торец экрана, будет возрастать от B_0 до

$B_{\text{эмах}}$, в то время как магнитная проницаемость остается равной μ_0 .

В момент после входа трубки магнитных силовых линий сечением δ^2 в вертикальную стенку экрана значение магнитной проницаемости (в стенке экрана) станет равным $\mu_0 \mu_r$, т.е. возрастет в μ_r раз и полная энергия магнитного поля в пластине экрана определится выражением (13).

Энергия же магнитного поля в трубках магнитного поля перед входом в вертикальные стенки экрана будет равна

$$W_{\text{пл.воз3}} = 2\mu_r W_{\text{пл.э.верт}} = \frac{K_{\text{н}}^2 B_0^2 L^2 h_{\text{мин}}}{4\mu_0}. \quad (14)$$

Величиной $4W_{\text{пл.э.нак}}$ можно пренебречь из-за малости. Т.е. мы видим, что энергия, содержащаяся в пластине магнитного поля с торцом экрана, перед входом трубок магнитного поля в экран во много раз превышает не только энергию магнитного поля, содержащуюся в пластине экрана толщиной δ , но и энергию магнитного поля пластины площадью S и толщиной δ вне экрана.

Это можно объяснить, по нашему мнению, только привлечением энергии из внешней части магнитного поля (вне площади S пластины) с последующим возвратом этой энергии во внешнее поле после «входа» трубок магнитных силовых линий в стенку экрана. Идентичный обмен энергией магнитного поля в пределах пластины с внешним магнитным полем происходит и на заднем (по ходу движения) торце магнитного экрана.

В первый момент «выхода» трубок силовых линий из вертикальной стенки экрана значение индукции сохраняется прежним (каким было в вертикальной стенке экрана), а значение магнитной проницаемости падает в μ_r раз и энергия пластины магнитного поля возрастает до $W_{\text{пл.воз.3}}$ [см.(14)].

Затем по мере удаления «заднего» торца экрана магнитные силовые линии распределяются равномерно по площади S пластины и энергия магнитного поля, содержащаяся в пластине, становится такой же, как и была до приближения экрана — $W_{\text{пл.воз.1}}$.

Следует заметить, что рассмотренный процесс обмена и распределения энергии между «внешним», по отношению к пластине площадью S и толщиной δ , полем и энергией, содержащейся в пластине площадью S , носит качественный характер, а на самом деле процесс «вписывания» линий магнитного поля в стенки экрана происходит непрерывно в процессе движения экрана, однако за время перемещения экрана на δ в

стенки экрана «вписывается» $K_{\text{и}}N$ магнитных силовых линий.

Приведем количественные значения упомянутых параметров для конкретного примера.

Магнитный экран с поперечным сечением в виде правильного шестигранника с радиусом вписанной окружности $r = 0,5$ м и толщиной стенки $\delta = 0,5$ мм, с относительной магнитной проницаемостью материала экрана $\mu_r = 70000$ движется в однородном магнитном поле с индукцией $B_0 = 0,35 \cdot 10^{-4}$ Тл со скоростью $v = 7500$ м/с. При этом площадь пластины магнитного поля $S = 0,866$ м² и толщина $\delta = 0,5$ мм.

Энергия, содержащаяся в пластине магнитного поля указанных размеров, вне экрана равна

$$W_{\text{пл.воз1}} = 0,211 \cdot 10^{-6} \text{ Дж.}$$

Энергия магнитного поля в пластине, проходящей «сквозь» экран и заключенная в стенках экрана, $W_{\text{пл.э}} = 0,315 \cdot 10^{-8}$ Дж.

Энергия, содержащаяся в пластине поля, проходящей через торец движущегося экрана, в момент перед «входом» силовых линий в экран и в момент после выхода из экрана равна

$$W_{\text{пл.воз3}} = 132,5 \cdot 10^{-6} \text{ Дж.}$$

При этом следует подчеркнуть, что во всех случаях речь идет об энергии магнитного поля в пластине с площадью S и толщиной δ , содержащей одной и тоже количество магнитных силовых линий (N и $K_{\text{и}}N$, где $K_{\text{и}} = 0,97$). Т.е. мы видим, что энергия, содержащаяся в «трубках» магнитного поля сечением δ^2 , в момент перед входом в экран в 628 раз больше, чем энергия пластины магнитного поля площадью S и толщиной δ вне экрана.

В то же время энергия магнитного поля пластины площадью S и толщиной δ , целиком находящейся в экране, в 67 раз меньше, чем пластины тех же размеров вне экрана.

Энергия, поступающая из внешнего поля с $B_0 = 0,35 \cdot 10^{-4}$ Тл, при скорости движения $v = 7500$ м/с (мощность, поступающая в процессе обмена энергией между «внешним» полем и полем пластины площадью S) составляет

$$P = \frac{v}{\delta} (W_{\text{пл.воз3}} - W_{\text{пл.воз1}}) = 1984 \text{ Вт.}$$

Примечание. Выражение, использовавшееся для расчета удельного значения энергии магнитного поля в материале экрана

$$W = \frac{B^2}{2\mu_0\mu_r}, \quad (15)$$

справедливо только для тех сред, для которых зависимость B от H линейна, т.е. не применимо для ферромагнетиков, однако при использовании ферромагнетиков в зоне малых значений магнитной индукции (порядка $0,1B_s$) и при малых колебаниях значения индукции в отдельных точках магнитопровода зависимость B от H остается практически линейной и выражение (15) может быть использовано без большой погрешности.

Часть энергии магнитного поля, содержащейся в трубке поля перед «входом» в вертикальную часть экрана, может быть использована на генерирование мощности в проводе с током, помещаемом на внутренней стенке вертикальной части экрана вдоль оси экрана. При этом возвращаемая во внешнее поле энергия после входа трубки поля в вертикальную часть экрана уменьшится на соответствующее значение.

В зависимости от направления тока в проводниках меняется знак генерируемой мощности, она или потребляется из магнитного поля или передается в него.

Указанное явление может быть использовано при создании линейного электромагнитного движителя (ЛЭМД), создающего силу (тягу), ускоряющую или тормозящую движение ЛЭМД.

Выводы

1. Излагаемая теория работы прототипа линейного магнитного движителя (ЛЭМД) подтверждена проведенными в марте 1999 г. предварительными испытаниями макетного образца ЛЭМД, разработанного автором на основании изложенных соображений.

Макетный образец ЛЭМД с массой 10,4 кг и потребляемой мощностью 90 Вт, находясь с однородным магнитным полем Земли с вертикальной составляющей $B_0 = 0,35 \cdot 10^{-4}$ Тл, развивает при движении поперек линий поля со скоростью $v > 0,2$ м/с в двигательном режиме силу 6,3 г и в тормозном режиме силу 4,9 г.

2. Использование линейных электромагнитных движителей, работающих без расхода рабочего тела, на ИСЗ, входящих в систему спутников на одной орбите, для сохранения параметров орбиты и взаимного расположения ИСЗ друг относительно друга, должно позволить существенно сократить массу спутника и расход электроэнергии, а также

намного повысить надежность системы.

В настоящее время на таких ИСЗ устанавливаются электрореактивные двигатели. Так, один из изготавливаемых в России комплектов электрореактивных двигателей с тягой 15 г имеет массу 40 кг (без учета мас-

сы запаса рабочего тела), потребляет 450 Вт и расходует 70 мг рабочего тела в секунду.

Электромагнитный движитель с тягой 15 г с расчетной массой порядка 18 кг должен потреблять 80 Вт и не расходовать рабочего тела.

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Регулятор на симметричном тиристоре для дуговой сварки

В.А.АЛЕХИН

Описана практическая схема так называемого тиристорного трансформатора для ручной дуговой сварки на переменном токе. Приведены принципиальная электрическая схема, временные диаграммы напряжений при различных режимах, конструктивные данные трансформатора.

В последнее время в различных областях техники возрос интерес к использованию силовых управляемых вентилях (тиристорах, симметричных тиристорах) в целях повышения КПД, уменьшения массы и габаритов устройств, а также автоматизации управления и регулирования технологическим процессом.

В частности, этот вопрос актуален и для производства дуговой сварки. В недалеком прошлом существовало отрицательное мнение относительно применения тиристорных регуляторов для дуговой сварки плавящимся электродом, однако, как показала практика, эта точка зрения несостоятельна. Естественно, что появились другие проблемы, связанные с применением тиристорах: увеличение уровня помех в силовой сети, меньшая стабильность дуги в сравнении с традиционными сварочными аппаратами.

В последнее время промышленность выпускала так называемые тиристорные трансформаторы (ТТ) серий ТДФЖ и ТДЭ для дуговой сварки на переменном токе с использованием фазового способа регулирования сварочного тока. Фазовый регулятор (ФР) в аппаратах этой серии расположен в первичной цепи. ФР состоит из двух тиристорных, соединенных встречно-параллельно, и системы фазового управления. Силовой трансформатор собран на двухстержневом магнитопроводе с фиксированным повышенным магнитным рассеянием. Кроме того, параллельно первичной обмотке подключена цепь, состоящая из последовательно соединенных конденсатора и дополнительной импульсной обмотки, расположенной рядом

со вторичной обмоткой [1]. Эта цепь служит для подачи стабилизирующего импульса, повторно возбуждающего сварочную дугу после ее погасания в момент окончания периода проводимости тиристора.

Конечно, такое устройство удовлетворяет требованиям, предъявляемым к сварочным аппаратам этого класса, но отличается сложной схемой трансформатора и присутствием в схеме конденсатора.

Задавшись целью создать удобный и простой в работе сварочный аппарат с большим диапазоном регулирования тока дуги (от 25 до 300 А), автор реализовал следующую схему: ФР на симисторе, зашунтированный активным сопротивлением, далее сварочный трансформатор с малым магнитным рассеянием; подводящие кабели, электрод и сварочная дуга. Как видно из рис.1, принципиальная схема предельно проста.

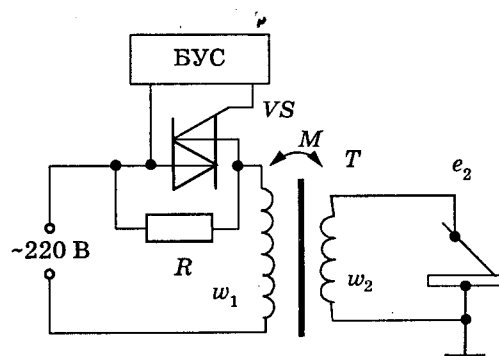


Рис.1. Схема трансформатора с симисторным регулятором:

VS — симистор TC-125; T — трансформатор; R — сопротивление 70 Ом; БУС — блок управления симистором; w_1 и w_2 — первичная и вторичная обмотки, соответственно

Фазовый регулятор промышленного типа, выполненный как цельная конструкция, состоит из блока управления и собственно силового регулирующего элемента — симистора ТС-125 с теплоотводящим радиатором. Блок управления гальванически развязан от выводов симистора посредством импульсного трансформатора; управление углом открывания симистора осуществляется путем изменения регулирующего напряжения, подаваемого на вход блока управления. Для обеспечения плавности регулирования сварочного тока весь диапазон разбит на два поддиапазона: малые и большие токи, что осуществляется путем переключения напряжения, подаваемого на регулирующий потенциометр. По углу открывания симистора: $180-100^\circ$ — малые токи и $100-15^\circ$ — большие токи.

Особенностью схемы является наличие активного сопротивления R , включенного параллельно симистору. Это сопротивление служит для облегчения зажигания дуги и повышения ее стабильности во всем диапазоне сварочных токов. Его значение определяется из тока КЗ трансформатора с включенным сопротивлением R (симистор отключен). Опыты с исследуемым аппаратом показали, что для возбуждения дуги достаточен ток $I_{2к} = 10-15$ А. Разделив это значение на коэффициент трансформации, получим ток КЗ $I_{1к.з}$ в цепи первичной обмотки, ограниченный сопротивлением R . Затем по закону Ома определяем значение этого сопротивления, пренебрегая падением напряжения на выводах первичной обмотки трансформатора:

$$R = U_1 / I_{1к.з}, \quad (1)$$

где $U_1 = 220$ В — напряжение силовой сети; $I_{1к.з} = I_{2к.з} / n$. Тогда при $I_{2к.з} = 15$ А и $n = 220/60 = 3,7$ $I_{1к.з} = 15/3,7 = 3,1$ А, следовательно, $R = 220/3,1 = 70$ Ом.

Проволочное сопротивление с таким значением использовалось при проведении эксперимента.

Конструкция трансформатора

Магнитопровод	Набран из Ш-образных пластин
Толщина набора, мм	200
Сечение среднего стержня, см ²	150
Длина стержня, мм	320
Первичная обмотка:	
число витков	70
диаметр медного провода, мм	4
Вторичная обмотка:	
число витков	18
Размер медной шины, мм	5×12

Обмотки расположены на среднем стержне магнитопровода не концентрично, а рядом, чтобы получить магнитное рассеяние определенного значения. По длине намотки катушки одинаковы и составляют половину длины стержня сердечника каждая. Индуктивное сопротивление трансформатора X_T , определенное из опыта КЗ,

$$X_T = U_{х.х} / I_{к.з}. \quad (2)$$

При напряжении ХХ трансформатора $U_{х.х} = 60$ В и токе КЗ

$$I_{к.з} = 420 \text{ А} \quad X_T = 0,15 \text{ Ом}.$$

Была осуществлена пробная сварка с применением ФР в первичной цепи без шунтирующего сопротивления R . В процессе эксперимента было установлено, что дуга зажигается только при малых углах открывания симистора, т.е. при использовании диапазона больших токов, процесс сварки идет с разбрызгиванием металла, дуга гаснет при незначительном увеличении дугового промежутка. Использовать диапазон малых токов практически невозможно из-за трудностей с зажиганием дуги. Испытания схемы [2] показали, что использовать для дуговой сварки ее можно, но только на максимальных токах, да и качество сварки оставляет желать лучшего. Следует уточнить, что в устройстве [2] использовался трансформатор с жесткой характеристикой и в нем нет схемотехнических решений, облегчающих зажигание и стабилизацию дуги. Поэтому область применения данного сварочного аппарата сужается до узкого круга неотвечественных работ для бытовых целей.

Пробная сварка с подключенным шунтирующим сопротивлением проводилась следующим образом.

Установив угол открывания ФР около 90° , закрепили электрод для сварки на переменном токе диаметром 2 мм в держателе, опустили защитную маску, поднесли конец электрода к изделию и «чиркнули» по нему. Дуга легко зажигалась и устойчиво горела при удалении и приближении электрода к изделию. Затем вращением ручки потенциометра ФР изменяли момент включения симистора, мощность дуги менялась в известных пределах стабильности горения дуги и максимально допустимого тока для данного электрода. То же проделывалось с электродами 3,4 и 6 мм. Осциллограммы напряжений на дуговом промежутке для опытов с электродами 2 и 4 мм приведены на рис.2,в (кривые 1 и 2, соответственно). Следует от-

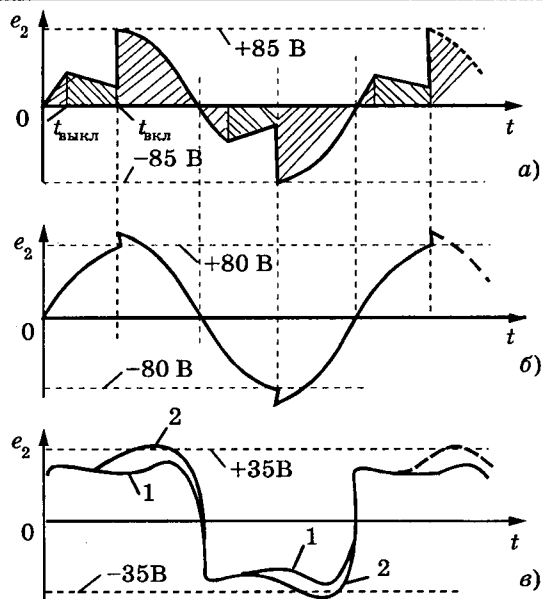


Рис.2. Осциллограммы напряжений на вторичной обмотке трансформатора:

а — ХХ с отключенным сопротивлением R ; б — ХХ с сопротивлением R ; в — при сварке с электродом 2 мм (кривая 1) и 4 мм (кривая 2)

метить, что осциллограммы не имеют привязки во времени к силовой сети, и таким образом фазовые соотношения для каждой кривой будут разными, но в данном случае важнее знать форму напряжения на дуге.

Так же, как и в случае использования сварочного аппарата без ФР, с увеличением диаметра электрода дуга возбуждается легче и горит более устойчиво при условии задания номинального тока дуги в соответствии с паспортными данными для используемого электрода.

Форма импульсов напряжения на дуге близка к прямоугольной с весьма крутыми фронтами (рис.2,в), и это при том, что используемый трансформатор имеет малую индуктивность рассеяния.

Большая крутизна передних фронтов объясняется тем, что в момент разрыва тока через симистор индуктивность обмоток трансформатора шунтируется силовой сетью только через сопротивление R .

Вершина импульсов имеет вид горба, амплитуда и длительность которого определяют мощность, выделяемую на дуге.

Задние фронты менее крутые и прослеживается зависимость их крутизны от сварочного тока: больше ток — больше крутизна и наоборот. Если включить ФР с шунтирующим сопротивлением, уменьшенным в n раз (где n — коэффициент трансформации), во вторичную цепь, а это тоже дела-

лось, фронты становятся менее крутыми, и, следовательно, перерывы в горении дуги увеличиваются, что, хотя и незначительно, ухудшает процесс сварки.

Для более полного описания работы устройства был сняты осциллограммы напряжений ХХ вторичной обмотки без шунтирующего сопротивления и с ним (рис.2,а,б, соответственно).

На рис.2,а показана кривая напряжения вторичной обмотки без нагрузки, шунтирующее сопротивление отключено. ЭДС $e(t)$, коммутируемая ФР и являющаяся только частью ЭДС $e(t) = E \sin \omega t$, приложена к зажимам первичной обмотки трансформатора и под действием этой ЭДС по обмотке протекает намагничивающий ток. Индуцируемое этим током напряжение вторичной обмотки условно показано штриховкой с правым наклоном. В зоне непроводимости симистора будет индуцироваться ЭДС за счет остаточного тока после выключения симистора [3]. Эта часть заштрихована с левым наклоном. При нагружении трансформатора эта ЭДС будет поддерживать ток в нагрузке, т.е. в дуговом промежутке, уменьшаясь во времени по экспоненте. Но, как показали проведенные опыты, значение этого тока явно недостаточно для поддержания горения в течение всего промежутка времени непроводимости симистора.

В случае с подключенным шунтирующим сопротивлением R осциллограмма будет близка к синусоидальной с небольшим подъемом напряжения в момент включения симистора (рис.2,б). В этом случае при нагружении трансформатора на сопротивление дугового промежутка в промежутке времени между выключенным и включенным состояниями симистора по дуге будет протекать суммарный ток от остаточного тока трансформатора и тока через сопротивление R , трансформируемого во вторичную обмотку, в результате чего в этом промежутке времени горение дуги не будет прерываться.

На первый взгляд кажется, что с уменьшением этого сопротивления облегчается возбуждение дуги, а горение становится более стабильным, однако это не так. Причина в том, что сопротивление R шунтирует через малое сопротивление силовой сети ЭДС самоиндукции обмоток трансформатора, перераспределяя магнитную энергию трансформатора между горячей дугой и рассеиванием ее на сопротивлении R .

Для подтверждения этого была проведена пробная сварка с уменьшенным вдвое

значением сопротивления ($R = 35 \text{ Ом}$). На процесс зажигания дуги это изменение не повлияло, но зато сказалось на устойчивости дуги при увеличении дугового промежутка: дуга гасла при меньшей длине по сравнению с опытом, когда использовалось сопротивление $R = 70 \text{ Ом}$.

Мощность, выделяемая на сопротивлении R , зависит от значения сварочного тока, причем зависимость обратная.

В режиме ХХ и при установке ФР на минимальный ток расчетная рассеиваемая мощность на сопротивлении R равна 20 Вт. В процессе сварки значение выделяемой мощности будет находиться в пределах от единиц ватт до 150 Вт при изменении сварочного тока от 300 до 25 А. В случае КЗ во вторичной цепи при установке ФР на минимальный ток рассеиваемая мощность на этом сопротивлении составит 660 Вт. Это самый неблагоприятный режим для этого сопротивления, поэтому желательно предусмотреть защитное отключение устройства при возникновении такого режима либо использовать сопротивление с такой мощностью рассеяния. В описываемом устройстве используется самодельное сопротивление, изготовленное из спирали электроплитки, намотанной на керамическое основание, обеспечивающее рассеяния мощности на всех режимах.

Наименьшее значение КПД устройства будет соответствовать режиму сварки на малых токах и составит приблизительно 80% и будет определяться в основном потерями на сопротивлении R .

Выводы

Достоинства использования трансформатора с симисторным регулятором:

1. Большой диапазон плавного регулирования, что позволяет точно дозировать количество энергии при различных способах сварки и резки металлов.

2. Легкость возбуждения и хорошая стабильность дуги.

3. Возможность дистанционного управления аппаратом

4. Хорошее качество сварки тонколистовой стали (0,5—1,0 мм).

5. Универсальность ФР в отношении применения трансформаторов различной мощности.

Недостатки этого аппарата:

1. Относительно низкий КПД на режимах малых токов, однако это плата за простоту схемы устройства при хороших технических показателях.

2. Нарушение нормальной работы при подключении осциллятора; для обеспечения совместной работы необходимо применять сетевые фильтры и дополнительное экранирование устройств.

Список литературы

1. Резницкий А.М., Коцюбинский В.С. Ремонт и наладка электросварочного оборудования. М.: Машиностроение, 1991.

2. Баранов В. Маломощный электросварочный аппарат // Радио. 1996. № 7. С.52—54.

3. Такеуги Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. Л.: Энергия, 1973.

4. Технология и оборудование сварки плавлением / Г.Д.Никифоров, Г.В.Бобров, В.М.Никитин, В.В.Дьяченко. М.: Машиностроение, 1986.



« МЕТОД »

Центр интеллектуальных систем

тел/факс (095) 951-75-51; E-mail: method@redline.ru www.toptechnics.ru.

Внимание изобретателей, разработчиков и изготовителей новой техники!

Приглашаем принять участие в интернет-выставке "ИННОВАЦИЯ 99" — www.toptechnics.ru.
Интернет-выставка — это высокоэффективная электронная технология инновационного бизнеса, которая откроет принципиально новые возможности для реализации Вашего потенциала как в России, так и во всем мире.

Тел./факс (095) 951-75-51, E-mail: method@redline.ru.

Центр интеллектуальных систем "Метод"

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 17.05.99. Подписано в печать 28.06.99. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 46

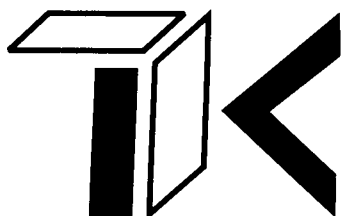
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати. Регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

4-я международная специализированная

ВЫСТАВКА

БЫТОВОЙ ТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ, СРЕДСТВ СВЯЗИ



**ТЕХНО
КОМФОРТ**

99

- электронные приборы обеспечения безопасности;
- системы контроля и наблюдения;
- сигнализации проникновения;
- контроль средств связи, технические средства защиты и получения информации;
- интегрированные системы (управление электроэнергией зданий, управление зданиями, контрольные щиты);
- информационная безопасность (средства защиты данных);
- компьютерная безопасность и др.;
- теле- и видеооборудование;
- аудиооборудование;
- средства и системы связи;
- кондиционеры и обогреватели;
- бытовая техника;
- осветительные приборы;
- системы очистки воды.

14-16

октября

г.Ростов-на-Дону

Организатор: ВЦ БИЗНЕС-АРТ Торгово-промышленной палаты РО

Телефоны: (8632) 65-41-46, 65-43-54, 65-05-76.

Пейджер: (8632) 44-33-33 аб. "Бизнес-АРТ".

Email: bisart@rostov.ru

Вологодская областная государственная научная библиотека

www.booksite.ru

0051.



СОЮЗ ВЫСТАВОК И ЯРМАРОК

Индекс
71111

"КУЗБАССКАЯ



ЯРМАРКА"

ПРИГЛАШАЕМ ПРИНЯТЬ УЧАСТИЕ
В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ
ВЫСТАВКАХ-ЯРМАРКАХ

21-24
сентября 1999 г.

МЕТАЛЛУРГИЯ-99 РОСМЕТАЛЛОСТРОЙ СВАРКА ПОДЪЕМЫ ИЗ МЕТАЛЛА

**Наши выставки
— выбор профессионалов!**

654005, Россия, Кемеровская обл., г. Новокузнецк, ул. Орджоникидзе, 18,
Тел.: (3843) 452-886, 466-373. Факс: (3843) 468-446, 466-372.
E-mail: kzfair@nvkz.kuzbass.net <http://www.nvkz.kuzbass.net/infusl>

ISSN 0013-5860 Электротехника. 1999. № 7. 1—64