

ВАНИ

ΕΡΑ

8 8

Г. Н. Арсеньев

электропреобразовательные УСТРОЙСТВА РЭС

Г. Н. АРСЕНЬЕВ

ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РЭС

2-е издание, переработанное и дополненное

Рекомендовано государственным образовательным учреждением высшего профессионального образования — Общевойсковой академией Вооруженных Сил Российской Федерации в качестве учебника для курсантов высших военно-учебных заведений Космических войск, обучающихся по направлению подготовки «Радиотехника» Регистрационный номер рецензии 390 от «13» мая 2009 г. ГУК МО РФ

1579190 LTUBXCNA)



Соответствует Федеральному государственному образовательному стандарту 3-го поколения

МОСКВА ИД «ФОРУМ» — ИНФРА-М 2014

Рецензенты:

доктор техн. наук, профессор, заместитель заведующего кафедрой проблемы управления Московского государственного института радиотехники, электроники и автоматики (технический университет) В.М. Лохин; доктор техн. наук, профессор кафедры математики Московского военного

доктор техн. наук, профессор кафедры математики Московского военного института радиоэлектроники Космических войск В.В. Горячкин

Арсеньев Г.Н.

A 85

Электропреобразовательные устройства РЭС: учебник / Г.Н. Арсеньев. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: ИД «ФОРУМ»: ИНФРА-М, 2014. — 544 с.: ил. — (Высшее образование).

ISBN 978-5-8199-0577-7 (ИД «ФОРУМ») ISBN 978-5-16-009396-3 (ИНФРА-М)

Изложены теоретические и практические вопросы построения, физических принципов функционирования, инженерных методов анализа и расчета электромашинных устройств постоянного тока, синхронных и асинхронных генераторов и двигателей, широко применяемых в радиоэлектронных комплексах; трансформаторных устройств различного назначения; датчиков и измерительных устройств. Рассмотрены принципы построения источников вторичного электропитания: выпрямителей, инверторов, конверторов, стабилизаторов с непрерывным и импульсным регулированием, импульсных источников электропитания. Даны общие теоретические сведения о методах расчета, показана методика применения методов расчета, входящих в программы подготовки специалистов по направлению «Радиотехника». Изложение принципов функционирования устройств сопровождается составлением статических и динамических математических моделей в виде передаточных функций, уравнений равновесия эквивалентных процессов в типовых электрических цепях.

Для студентов и курсантов электро- и радиотехнических специальностей средних и высших учебных заведений, а также может быть полезным для инженеров и технических специалистов, занимающихся анализом, синтезом и эксплуатацией электропреобразовательных устройств, обеспечивающих функционирование радиоэлектронных и радиотехнических средств.

> УДК 621.314(075.8) ББК 31.261я73

ISBN 978-5-8199-0577-7 (ИД «ФОРУМ») ISBN 978-5-16-009396-3 (ИНФРА-М) © Г.Н. Арсеньев, 2014

© ИД «ФОРУМ», 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисл	іовие
Часть 1	. Электромашинные устройства постоянного тока 11
Глава 1.	ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА 11
1.1.	Общие сведения и устройство
	электрических машин постоянного тока 11
1.2.	Реакция якоря
1.3.	Генераторы постоянного тока и способы их возбуждения21
1.4.	Статические характеристики генераторов постоянного тока26
1.5.	Динамические характеристики
	генератора постоянного тока
	с независимым возбуждением
1.6.	Тахогенераторы постоянного тока
Глава 2.	ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ
	УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ — ЭМУ
2.1.	Применение и устройство
	электромашинных усилителей мощности
2.2.	Принцип действия электромашинного усилителя мощности40
2.3.	Статические характеристики
	и коэффициент усиления электромашинного усилителя
2.4.	Динамические характеристики
	электромашинного усилителя мощности
Глава З.	ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
3.1.	Классификация и область применения
	двигателей постоянного тока
3.2.	Принцип действия и уравнения равновесия ЭДС
	двигателя постоянного тока
3.3.	Уравнение равновесия моментов
	двигателя постоянного тока

3.4.	Приведение моментов инерции к валу двигателя	.61
3.5.	Пуск в ход двигателей постоянного тока	.62
3.6.	Рабочие характеристики двигателей постоянного тока	.63
3.7.	Механические и регулировочные характеристики	
	исполнительных двигателей постоянного тока	
	при якорном управлении	.67
3.8.	Регулировочная характеристика	
	двигателя постоянного тока при полюсном управлении	. 72
3.9.	Динамические характеристики исполнительного	
	двигателя постоянного тока при якорном управлении	.74
3.10.	Магнитоэлектрические двигатели	.83
3.11.	Малоинерционные двигатели постоянного тока	
	с печатной обмоткой на якоре [43]	. 86
3.12.	Вентильные двигатели постоянного тока	.90
Часть в	вторая. Трансформаторные	
электро	опреобразовательные устройства 1	06
Глава 4.	ТРАНСФОРМАТОРЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	106
4.1.	Назначение и конструктивные элементы трансформаторов	106
4.2.	Основные термины и определения [114] 1	09
4.3.	Трансформаторы питания	113
4.4.	Трансформаторы согласующие	121
4.5.	Работа трансформатора в режиме холостого хода	130
4.6.	Работа трансформатора в режиме короткого замыкания	136
4.7.	Полная и упрощенная схемы замещения	
	и векторная диаграмма трансформатора,	
	работающего под нагрузкой	139
4.8.	Автотрансформаторы	141
4.9.	Измерительные трансформаторы	143
Глава 5.	ТРЕХФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ	146
5.1.	Общие положения о трехфазных системах	146
5.2.	Трехфазные системы, соединенные звездой	149
5.3.	Трехфазные системы, соединенные треугольником	153
5.4.	Мощность трехфазной системы	154
5.5.	Трехфазные трансформаторы	156
Глава 6.	МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ	158
6.1.	Общие сведения	158
6.2.	Устройство и принцип действия магнитного усилителя	159
6.3.	Конструкции магнитных усилителей	164

6.4.	Трансформаторный магнитный усилитель	167
6.5.	Коэффициент усиления магнитного усилителя	168
6.6.	Методы повышения коэффициента усиления	
	магнитного усилителя	173
6.7.	Коэффициент усиления магнитного усилителя	
	с обратной связью	174
6.8.	Магнитные усилители с внутренней обратной связью	178
6.9.	Динамические свойства магнитных усилителей	180
6.10.	Методы уменьшения постоянной времени	
	магнитного усилителя	182
6.11.	Реверсивные (двухтактные) магнитные усилители	185
Часть т	ретья. Электропреобразовательные	
устройс	ства переменного тока	191
Глава 7.	СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ	191
7.1.	Общие сведения и устройство синхронных машин	191
7.2.	Электродвижущая сила обмотки синхронного генератора	193
7.3.	Реакция якоря синхронного генератора	195
7.4,	Параллельная работа синхронных генераторов	199
7.5.	Генераторы повышенной частоты	206
7.6.	Синхронные тахогенераторы	210
Глава 8.	СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ	212
8.1.	Синхронные двигатели и их характеристики	212
8.2.	Электромагнитная мощность	
	и вращающий момент	
	синхронных двигателей	215
8.3.	Асинхронный пуск синхронных двигателей	216
8.4.	Синхронные двигатели для систем автоматики	217
Глава 9.	ТРЕХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ	230
9.1.	Принцип действия асинхронных двигателей	230
9.2.	Устройство асинхронного двигателя	231
9.3.	Физические явления, происходящие	
	в асинхронном двигателе при вращающемся роторе	233
9.4.	Схема замещения асинхронного двигателя	236
9.5.	Электромагнитный вращающий момент	
	асинхронного двигателя	237
9.6.	Пуск в ход асинхронных двигателей	241
9.7.	Регулирование скорости вращения трехфазных	
	асинхронных двигателей	242

Глава 10. ОДНОФАЗНЫЕ И ДВУХФАЗНЫЕ	
АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ	244
10.1. Однофазные двигатели	244
10.2. Двухфазные асинхронные двигатели	247
10.3. Динамические характеристики двухфазного исполнительно	го
асинхронного двигателя	255
10.4. Асинхронные тахогенераторы	262
10.5. Гироскопические и моментные асинхронные двигатели	266
10.6. Линейные асинхронные двигатели	269
Глава 11. ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА	
СИСТЕМ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ	272
11.1. Сельсины и режимы работы	272
11.2. Вращающиеся (поворотные) трансформаторы	303
Часть четвертая. Источники вторичного электропитания	322
Глава 12. СРЕДСТВА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	322
12.1. Классификация. Основные термины и определения	322
12.2. Характеристики входной электроэнергии	325
12.3. Электрические требования, предъявляемые	
к источникам вторичного электропитания	327
12.4. Параметры источников вторичного электропитания	329
Глава 13. ВЫПРЯМИТЕЛИ	334
13.1. Общие сведения о выпрямителях	334
13.2. Однофазная однотактная схема выпрямителя	336
13.3. Двухфазная однотактная схема выпрямителя	341
13.4. Однофазная двухтактная схема выпрямителя	345
13.5. Трехфазные схемы выпрямления	348
13.6. Управляемые выпрямители на тиристорах	353
Глава 14. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ	358
14.1. Общие сведения о фильтрах	
вторичных источников питания	358
14.2. Работа выпрямителя на фильтр с емкостной реакцией	360
14.3. Работа выпрямителя на фильтр с индуктивной реакцией	367
14.4. Сложные фильтры	369
Глава 15. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА	374
15.1. Параметрические стабилизаторы напряжения	375
15.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения	
с принципом управления по отклонению	381

7

15.3.	Комбинированные стабилизаторы напряжения
15.4.	Функциональные узлы
	компенсационных стабилизаторов напряжения 419
15.5.	Параллельные стабилизаторы напряжения.
	Стабилизаторы тока.
	Стабилизаторы с регулированием
	на стороне переменного тока.
	Тиристорные стабилизаторы 432
15.6.	Интегральные стабилизаторы напряжения 444
15.7.	Компенсационные импульсные стабилизаторы
	постоянного напряжения 453

Глава 16. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

ПОСТОЯННОГО ТОКА	483
16.1. Общие положения	483
16.2. Транзисторные преобразователи с самовозбуждением	
(автогенераторы)	489
16.3. Преобразователи на тиристорах	499
Глава 17. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	
С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ	504
17.1. Основные структурные схемы и входные цепи	504
17.2. Транзисторные усилители мощности	508
17.3. Режим работы силовых транзисторов и их базовые цепи.	
17.4. Устройства управления усилителями мощности	521
Литература	533

Предисловие

В подготовке инженеров по направлению «Радиотехника» важную роль играет овладение специалистами научнотеоретическими и практическими методами получения и применения новых знаний в своей профессиональной деятельности. Теоретическое и практическое применение этих методов начинается уже на начальном этапе обучения, при изучении естественно-научных и общепрофессиональных дисциплин. Согласно государственному образовательному стандарту основной объем содержания обучения отводится радиотехническим и радиоэлектронным учебным дисциплинам, а также дисциплинам, связанным с развитием информационных технологий, информатикой, вычислительной техникой. Это в полной мере отражает развитие современных многофункциональных радиоэлектронных и радиотехнических комплексов, решающих сложные задачи по измерению и обработке информации от удаленных объектов, формированию управляющих воздействий и их передаче на объекты управления. Надежность и точность функционирования таких комплексов, функционально объединенных в радиоэлектронные системы, во многом определяется энергетическим, техническим и эксплуатационным обеспечением. Функционирование аппаратной части практически в любой радиоэлектронной системе обеспечивается примерно такой же по объему технической частью энергетического и сервисного обеспечения. В этой связи специальной дисциплине «Электропреобразовательные устройства РЭС» отводится особое и важное место в подготовке специалистов по направлению «Радиотехника».

Важность этой дисциплины обусловливается не только своим содержанием, которое охватывает источники вторичного электропитания, трансформаторы, электромашинные устройства, а также методы их проектирования и анализа, но и малым временем, которое отводится на изучение достаточно сложных физических процессов в электрических машинах и устройствах, их математического описания. Автор при выборе структуры и содержания учебника, методики его изложения стремился охватить как наиболее важные, уже широко применяемые устройства в РЭС в различных образцах радиоэлектронной техники, так и учесть результаты современных достижений в проектировании электропреобразовательных и устройств вторичного питания. В учебнике показаны конструктивные особенности устройств, изложены физические принципы их работы, а также методы анализа в статическом и динамическом режимах.

Учебник состоит из четырех частей.

Часть первая. Электропреобразовательные устройства постоянного тока.

Содержание этой части включает теорию генераторов постоянного тока, электромашинных усилителей мощности, двигателей постоянного тока.

Часть вторая. Трансформаторные электропреобразовательные устройства.

В этой части рассмотрены трансформаторные электропреобразовательные устройства, трехфазные системы и трансформаторы, магнитные усилители.

Часть третья. Электропреобразовательные устройства переменного тока.

В эту часть включены вопросы теории и практики применения синхронных генераторов, синхронных двигателей, трехфазных асинхронных двигателей, одно- и двухфазных асинхронных двигателей, электропреобразовательных устройств систем синхронной связи.

Четвертая часть. Источники вторичного электропитания.

В этой части рассмотрены средства вторичного электропитания (классификация, основные термины и определения), вопросы теории и практического применения выпрямителей, сглаживающих фильтров, стабилизаторов напряжения и тока, преобразователей напряжения постоянного тока (инверторов, конверторов), источников питания с бестрансформаторным входом.

В книге на примерах конкретных устройств изложено практическое применение методов их анализа и расчета. Расчет и анализ динамических характеристик осуществляются временными и операторными методами, аналитическими и численными способами. При изложении материала, особенно методов анализа, автор стремился максимально использовать те теоретические методы, а именно частотные, операторные и временные, которые изучались в курсе «Математика». Эти методы являются основополагающими при подготовке специалистов по радиотехнике и радиоэлектронным системам.

При изучении обучающимися в специальных дисциплинах образцов радиоэлектронных систем, систем автоматического управления содержание книги будет способствовать более быстрому установлению связи между конкретным исполнением образца системы, принципами его функционирования и методами теоретического анализа. Комплексное и взаимосвязанное изложение материала способствует более глубокому раскрытию и пониманию физических процессов в сложных системах, их математического описания и формированию обучающимися способностей анализировать современное состояние и определять направления развития теории и практики электропреобразовательных устройств в радиоэлектронных средствах.

Автор благодарен рецензентам доктору технических наук, профессору В.М. Лохину, доктору технических наук, профессору В.В. Горячкину за ценные замечания и предложения, которые способствовали улучшению содержания учебника.

Часть 1 Электромашинные устройства постоянного тока

Глава 1 ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.1. Общие сведения и устройство электрических машин постоянного тока

Электрическая машина состоит из неподвижной части — *статора* и вращающейся — *ротора*. В машинах постоянного тока ротор включает в себя *якорь* (обмотку с сердечником) и *кол*-*лектор*, служащий для выпрямления тока.

Рассмотрим отличительные особенности электрических машин постоянного и переменного тока [43]. Работа электрической машины переменного тока (рис. 1.1, *a*) в качестве генератора заключается в следующем: при вращении рамки в постоянном



Рис. 1.1. Принцип действия электрических машин: *а* — пременного тока; *б* — постоянного тока

магнитом поле в проводниках *ab* и *cd* наводится электродвижущая сила (ЭДС), направление которой определяется по правилу правой руки. Ток по внешней цепи направлен от кольца *l* к кольцу *2*. При повороте рамки на 180° проводники *ab* и *cd* меняются местами, в результате этого изменяется направление тока во внешней

цепи. Таким образом, в контуре действует переменная ЭДС и течет переменный ток, дважды изменяющий свое направление за один поворот рамки.

12

При синусоидальном распределении индукции в зазоре и постоянной частоте вращения рамки ЭДС во времени изменяется синусоидально. При этом в рамке наводится ЭДС частотой f = pn/60, где p — число пар полюсов машины; n — частота вращения рамки.

Для преобразования ЭДС применяют коллектор, в простейшем случае представляющий собой два полукольца. Щетки на коллекторе устанавливаются так, чтобы переход каждой из щеток с одной пластины на другую происходил в тот момент, когда наводимая в рамке ЭДС равна нулю (рис. 1.1, б). В этом случае в рамке *abcd* наводится переменная ЭДС, но в каждой из щеток наводится ЭДС только одного знака. Например, щетка А, касаясь пластины 1, имеет положительный потенциал, так как в ней наводится ЭДС от проводника *ab*, находящегося под северным полюсом. При повороте рамки на 180° шетка А соприкасается с пластиной 2, но по-прежнему имеет положительный потенциал, так как в ней наводится ЭДС от проводника cd, заменившего проводник *ab* под северным полюсом. Проведя аналогичное рассуждение, можно видеть, что щетка В имеет всегда только отрицательный потенциал. Таким образом, во внешнем участке цепи действует пульсирующая ЭДС (рис. 1.2, а). При увеличении числа витков и коллекторных пластин пульсация ЭДС vменьшается (рис. 1.2. *б*).



Рис. 1.2. Форма выпрямленной ЭДС на щетках: *а* — при одном витке и паре коллекторных пластин; *б* — при двух витках и четырех коллекторных пластинах При восьми коллекторных пластинах, приходящихся на каждый полюс, пульсация напряжения на щетках не превышает 1% от среднего значения, поэтому ток, протекающий во внешней цепи, можно считать практически постоянным.

Устройство электрических машин постоянного тока [43]. На рис. 1.3 показано устройство микромашины постоянного тока закрытого исполнения. Статор такой машины состоит из станины *I*, выполняемой из цельнотянутой стальной трубы. Станина служит основанием для крепления неподвижных частей, а также является одним из участков в магнитной цепи машины. К внутренней поверхности станины крепятся главные полюсы, набранные из листовой стали толщиной 0,5 мм.



Рис. 1.3. Изображение электрической машины постоянного тока малой мощности

Главные полюсы состоят из сердечников 2 и обмоток возбужления 3. Сердечники имеют полюсные наконечники 4, которые обеспечивают нужное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. Катушки главных полюсов соединяются, образуя обмотку возбуждения так, чтобы при прохождении тока полярность полюсов чередовалась. Иногда вместо электромагнитов для возбуждения используют постоянные магниты. В машинах мощностью более 1000 Вт между главными устанавливают добавочные полюсы, которые служат для улучшения коммутации.

Якорь 5 состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали, покрытых лаком для уменьшения вихревых токов, возникающих при перемагничивании якоря во время его пращения в магнитном поле. В изолированные пазы цилиндрической поверхности сердечника якоря укладывают обмотку *6*, которую закрепляют в пазах с помощью гетинаксовых или деревянных клиньев. Выступающие за сердечник части обмотки укрепляют на якоре с помощью специальных бандажей. Концы обмотки якоря присоединяют к пластинам коллектора 7. Коллектор представляет собой цилиндрическое тело, состоящее из отдельных медных пластин. Коллекторные пластины тщательно изолируются друг от друга миканитовыми манжетами. Коллекторная пластина вместе с изоляцией между пластинами образует коллекторное деление. Соединение секций обмотки с коллекторными пластинами производят с помощью специальных хомутиков, надеваемых на концы секций и впаиваемых в концы коллекторных пластин. Коллектор так же, как и сердечник якоря, жестко закрепляют на валу 9 с насаженными на нем подшипниками 8.

Внешнюю цепь машины присоединяют к коллектору посредством графитовых, электрографитизированных или металлографитовых шеток 11, которые помещаются в обоймах щеткодержателей и прижимаются к коллектору пружинами. Щеткодержатели монтируют на переднем подшипниковом щите 10. Передний и задний щиты крепят болтами к станине. В расточки щитов помещают шариковые или роликовые подшипники.

Обмотки якоря. Обмотки якоря электрических машин постоянного тока делят на петлевые (простые и сложные), смешанные и специального назначения. Простые обмотки образуют только одну замкнутую на себя систему проводников, сложные — одну или несколько таких систем [43].

Основным элементом обмотки является секция. Секцией называют часть обмотки якоря, состоящую из одного, двух витков и более и находящуюся между двумя следующими друг за другом по схеме обмотки коллекторными делениями. Секции обмотки в определенном порядке укладывают в пазах якоря и присоединяют к коллектору. Те части секции, которые расположены в пазах, называют активными сторонами, вне пазов лобовыми частями. В машинах средней и большой мощности секции укладывают в пазах сердечника якоря в два слоя. Причем если одну активную сторону располагают в верхнем слое одного паза, то другую — в нижнем слое другого паза, отстоящего от первого на расстоянии, точно или приблизительно равном полюсному делению. В этом случае в проводниках наводятся ЭДС разных знаков. Для того чтобы правильно соединить секции между собой и с коллекторными пластинами, необходимо знать шаги обмотки по якорю и коллектору. В электрических машинах средней и большой мощности шаги обмотки по якорю измеряют числом

элементарных пазов, шаги по коллектору — числом коллекторных пластин. Под элементарным пазом понимают часть реального паза с двумя активными сторонами, расположенными одна над другой и принадлежащими разным секциям (рис. 1.4). Один элементарный паз соответствует одной секции или одному делению коллектора, т. е. $z_3 = s = k$,



Рис. 1.4. Реальные и элементарные пазы якоря

где z_3 — число элементарных пазов; *s* — число секций; *k* — число коллекторных пластин. В микромашинах число реальных пазов $z = z_3$.

На рис. 1.5 показаны схемы соединения секций петлевой и волновой обмоток якоря с обозначением шагов обмотки.



Рис. 1.5. Схемы соединений обмоток якоря: *а* — петлевой; *б* — волновой

Различают следующие шаги обмотки: *y*₁ — первый шаг по якорю, равный расстоянию между первой и второй активными сторонами одной и той же секции; *y*₂ — второй шаг по якорю, равный расстоянию между второй активной стороной любой секции и первой активной стороной следующей последовательно соединенной с ней секции; *y* — результирующий шаг по якорю, равный расстоянию между соответствующими активными сторо-

нами двух секций, следующих друг за другом по схеме обмотки; y_k — шаг по коллектору, равный расстоянию между делениями коллектора, к которым присоединена секция.

Для правильного выполнения обмотки шаги y и y_k должны находиться во взаимном соответствии (шаг обмотки по якорю не может отставать от шага по коллектору или опережать его), т. е. $y = y_k$.

Обмотка состоит из участков, в пределах каждого из которых ЭДС действует в одном направлении. Каждый такой участок называют *ветвью обмотки*. Каждая ветвь обмотки занимает часть окружности якоря, соответствующую одному полюсу. Такую часть называют *полюсным шагом* (полюсным делением) $\tau = \pi D/(2p)$, где D — диаметр якоря. В двух находящихся рядом ветвях ЭДС направлены встречно и их сумма при обходе всей обмотки равна нулю, т. е. ЭДС внутри обмотки взаимно уравновешиваются. Такие обмотки называют *уравновешенными (симметричными)*.

Щетки устанавливают на коллекторе таким образом, чтобы разность потенциала между ними бала наибольшей. Для этого секции, замыкаемые шетками накоротко, должны располагаться на геометрических нейтралях — линиях, проходящих посередине между соседними полюсами. Щетки одинаковой полярности соединяют параллельно и выводят на щиток машины. Напряжение на зажимах обмотки равно ЭДС только одной ветви, а ток, текущий по внешней цепи, — сумме токов отдельных ветвей.

ЭДС обмотки якоря. Мгновенное значение ЭДС одного проводника определяется из выражения

$$e = l \lor B, \tag{1.1}$$

где *I* — активная длина проводника, м; v — скорость движения проводника, м/с; *B* — магнитная индукция, Вб/м² (Тл).

Скорость движения проводника

$$\mathbf{v}=\pi D_a\frac{n}{60},$$

где D_a — диаметр якоря; *n* — скорость вращения якоря, об/мин. Магнитная индукция

$$B=\frac{\Phi}{S},$$

где **Ф** — магнитный поток; *S* — площадь полюса.

В электрических машинах при определении ЭДС обмотки якоря используются скорость вращения *n* и магнитный поток **Ф**, следовательно,

$$E_a = C_e n \Phi. \tag{1.2}$$

Здесь *C_e* — постоянный конструктивный коэффициент, определяемый по выражению

$$C_e = \frac{Np}{a\,60}\,,\tag{1.3}$$

где N — количество проводников обмотки якоря; p — число пар полюсов; a — число пар параллельных ветвей.

Если ширина секции меньше полюсного деления (y₁ < τ), то магнитный поток, пронизывающий секцию, а следовательно, и ЭДС уменьшаются. Такое же влияние на магнитный поток и ЭДС оказывает сдвиг щеток с геометрической нейтрали.

Характеристика холостого хода генератора (статическая характеристика). Характеристика холостого хода показывает зависимость напряжения U_{xx} генератора от тока возбуждения I_B при отсутствии тока нагрузки I_H и постоянной номинальной скорости вращения n_{HOM} , т. е. $U_{xx} = f(I_B)$ при $I_H = 0$ и $n = n_{\text{HOM}} = \text{const}$ (рис. 1.6).

Опыт следует начинать с тока позбуждения $I_{\rm B} = 0$, при этом напряжение на зажимах генератора будет определяться ЭДС от магнитного потока остаточного намагничивания (отрезок 0С). Затем доводят $U_{\rm xx}$ до $(1,2-1,25)U_{\rm Hom}$ и идут в обратном порядке, доводя ток возбуждения до нуля. Таким образом, получаем восхолящую и нисходящую ветви характеристики, которые не совпадают в результате гистерезиса. Для практических целей исполь-



Рис. 1.6. Характеристика холостого хода

зустся кривая, проведенная между восходящей и нисходящей вствями.

При холостом ходе ток якоря *I_a* равен нулю, поэтому характеристика холостого хода является кривой намагничивания машины:

$$\mathbf{\Phi}_{\mathrm{xx}} = f(\mathbf{F}_0),$$

где магнитодвижущая сила (МДС) $\mathbf{F}_0 = I_{\text{в}} w_{\text{в}} (w_{\text{в}} - \text{количество вит$ ков обмотки возбуждения).

Действительно, при n = const

$$U_{xx} = E_a = C_e n \Phi_{xx} \equiv \Phi_{xx}$$
, a $\mathbf{F}_0 = I_B w_B \equiv I_B$.

В начальной части $(0,55-0,6)\Phi_{\text{ном}}$ эта характеристика прямолинейна, так как при малых значениях потока Φ сталь машины слабо насышена и МДС практически затрачивается на проведение потока только через воздушный зазор между полюсами и якорем, так как $\Phi = I_{\text{в}}w_{\text{в}}/R_{\text{м}}$, а магнитное сопротивление $R_{\text{м}} = l/\mu S \approx \text{const.}$

По мере увеличения потока (индукции) все большая часть МДС тратится на проведение потока по стали. При этом происходит насыщение стали магнитопровода, а магнитное сопротивление $R_{\rm M}$ этих участков увеличивается. Поэтому кривая намагничивания получает все больший наклон к оси абсцисс. Точка N, соответствующая номинальному напряжению $U_{\rm HOM}$, обычно лежит на колене кривой (перегибе), так как при работе машины на прямолинейной части кривой напряжение генератора неустойчиво, а при работе на насыщенной части кривой ограничивается возможность регулирования напряжения.

Площадь, ограниченная восходящей и нисходящей ветвями, дает потери в стали машины на перемагничивание — гистерезис. Таким образом, по характеристике холостого хода можно судить о магнитных свойствах машины.

1.2. Реакция якоря

Общие положения о реакции якоря. Когда машина работает вхолостую, в ней существует только магнитное поле (МДС) главных полюсов Φ_{xx} . При нагрузке по обмотке якоря течет ток, создавая магнитное поле (МДС) якоря Φ_a . Поэтому магнитный поток, который существует в машине, работающей под нагрузкой, следует рассматривать как результирующий поток (созданный результирующей МДС). На основании сказанного дадим определение реакции якоря.

Реакцией якоря называется воздействие магнитного поля якоря на магнитное поле полюсов.

При анализе реакции якоря воспользуемся методом наложения. Сушность его состоит в том, что вначале строится картина магнитного поля полюсов при условии, что магнитное поле якоря отсутствует. Затем строится картина магнитного поля якоря с учетом того, что магнитное поле полюсов отсутствует. Для получения результирующего магнитного поля эти две картины совмещаются.

18

Магнитное поле полюсов. Основное поле возникает при холостом ходе возбужденной машины (ток якоря $I_a = 0$). Распределение магнитного поля полюсов показано на рис. 1.7. Оно является симметричным как относительно геометрической нейтрали x - x, так и относительно оси главных полюсов y - y и занимает неизменное положение в пространстве.

В обмотке якоря индуцируется ЭДС, которая показана крестиками и точками в проводниках.

Магнитное поле полюсов изобразим вектором МДС F_0 (рис. 1.8).



Рис. 1.7. Магнитное поле главных полюсов



Рис. 1.8. Векторные диаграммы МДС полюсов и якоря

Магнитное поле якоря. Предположим, что машина не возбуждена, но якорь вращается по часовой стрелке. По обмотке якоря пропустим ток от постороннего источника тока (аккумулятора и т. п.) в таком направлении, в каком ранее действовала ЭДС (см. рис. 1.7).

Магнитное поле (рис. 1.9), создаваемое этими токами, располагается симметрично относительно геометрической нейтрали x-x. Причем левая половина якоря приобретает северную полярность N_a , правая — южную S_a , и осевая линия поля совпадает с геометрической нейтралью. Легко заметить, что магнитное поле якоря является неподвижным в пространстве, несмотря на то, что якорь вращается. Это объясняется тем, что линия токораздела якоря также неподвижна в пространстве (линия x-x).

Такой магнитный поток якоря Φ_a является поперечным и его изображаем вектором МДС F_a (см. рис. 1.8).

Реакция якоря в генераторе. Прежде чем рассмотреть картину результирующего магнитного поля в генераторе, работающем под нагрузкой, произведем сложение векторов МДС F_0 и F_a (рис. 1.8). Линия, проведенная перпендикулярно к вектору результирующей МДС F_{pe3} , определяет так называемую физическую нейтраль Φ_{μ} .

Физической нейтралью называется линия, проведенная через ось якоря, к которой линии магнитной индукции перпендикулярны. При холостом ходе физическая нейтраль совпадает с геометрической, которая всегда проходит посредине между главными полюсами. В зависимости от нагрузки физическая нейтраль перемещается по окружности якоря.

На рис. 1.10 изображена картина распределения результирующего магнитного поля генератора.





Рис. 1.9. Магнитное поле якоря

Рис. 1.10. Картина распределения результирующего магнитного поля машины

В результате действия реакции якоря в машине происходит следующее:

1) результирующее магнитное поле искажается;

2) под набегающими краями полюсов (нб) происходит ослабление результирующего магнитного поля, под сбегающими краями полюсов (сб) — усиление. При насыщенной магнитной системе в большей степени сказывается размагничивающее действие реакции якоря, чем намагничивающее, и результирующий магнитный поток уменьшается;

3) вследствие уменьшения магнитного потока происходит уменьшение ЭДС машины ($E_a = C_e n \Phi$);

4) физическая нейтраль Ф_н смещается по направлению вращения якоря.

1.3. Генераторы постоянного тока и способы их возбуждения

Генераторы постоянного тока находят широкое применение в современных электроустановках (зарядные агрегаты, транспортные средства, усилители мощности, прожекторные установки, возбудители синхронных машин и т. д.).

Способы возбуждения генераторов. По способу возбуждения генераторы постоянного тока делятся на генераторы независимого возбуждения и генераторы с самовозбуждением.

Генераторы независимого возбуждения делятся на генераторы, возбуждаемые электромагнитным путем, и генераторы с постоянными магнитами (магнитоэлектрические).

Генераторы с самовозбуждением в зависимости от способа включения обмотки возбуждения делятся на генераторы параллельного возбуждения (шунтовые), последовательного возбуждения (сериесные) и смешанного возбуждения (компаундные).

На рис. 1.11, *а*-*г* изображены принципиальные схемы этих тенераторов.

Уравнение равновесия ЭДС. Уравнение электрического равновесия генератора, работающего под нагрузкой, может быть записано в следующем виде:

$$U_{\Gamma} = E_a - I_a R_a, \tag{1.4}$$

где U_r — напряжение на зажимах генератора; E_a — ЭДС обмотки якоря; I_a — ток якоря; R_a — сумма всех сопротивлений цепи якоря (сопротивлений обмотки якоря, обмотки добавочных полюсов, последовательной обмотки возбуждения и переходного сопротивления щетки — коллектор).



Рис. 1.11. Принципиальные схемы генераторов постоянного тока

Электромагнитный момент. Якорь генератора приводится во вращение первичным двигателем, который создает на валу генератора вращающий момент. Когда генератор работает под на-грузкой, в нем создается тормозной момент, который называется электромагнитным и определяется из выражения

$$M_{\rm _{3M}} = \frac{P_{\rm _{3M}}}{\omega}, \qquad (1.5)$$

где $P_{_{3M}}$ — электромагнитная мощность генератора, в которую не входят электрические потери в якоре; ω — угловая скорость вращения якоря.

Подставляя значения этих величин, получаем

$$M_{\rm IM} = \frac{E_a I_a}{2\pi \frac{n}{60}} = \frac{\frac{Np}{a60} n \Phi I_a}{2\pi \frac{n}{60}} = \frac{Np}{2\pi a} I_a \Phi$$
(1.6)

ИЛИ

$$M_{\rm PM} = C_{\rm M} I_a \Phi.$$

где $C_{_{\rm M}} = \frac{Np}{2\pi a}$ — величина, постоянная для данной машины.

Обычно для практических расчетов индекс «эм» опускают, тогда в окончательном виде формула электромагнитного момента может быть записана следующим образом:

$$M = C_{\rm M} I_a \Phi. \tag{1.7}$$

Если ток выражен в амперах, а магнитный поток в веберах, то момент получают в ньютонометрах [H · м].

Условия самовозбуждения. Напряжение на зажимах генераторов с параллельным, последовательным и смешанным возуждениями создается в процессе самовозбуждения. Объясним пронесс самовозбуждения на примере генератора с параллельным возбуждением (рис. 1.12).

Принцип самовозбуждения заключается в следующем. В полюсах и ярме машины обычно всегда имеется магнитный поток остаточного намагничивания Φ_{oct} (1–3% от номинального). Если, замкнув цепь возбуждения, приведем якорь во вращение с номинальной скоростью, то под действием этого потока в обмотке якоря наведется небольшая ЭДС и на зажимах появится напряжение примерно 1–3% от номинального $U_{пом}$. Под действием этого напряжения по цепи возбуждения потечет небольшой ток, создающий добавочный поток намагничивания Φ_{no6} .

В зависимости от направления тока в обмотке возбуждения поток $\Phi_{\rm доб}$ может быть направлен либо встречно с потоком $\Phi_{\rm ост}$, либо согласно с ним. Процесс самовозбуждения генератора может идти только при согласном направле-



Рис. 1.12. Принципиальная схема генератора

нии обоих потоков, т. е. в сторону, определяемую направленисм потока Φ_{oct} . В этом случае результирующий поток машины увеличивается, что приводит к увеличению наводимой в якоре ЭДС и, в свою очередь, вызывает дальнейшее увеличение тока возбуждения и потока Φ машины и т. д.

Выясним предел, до которого идет процесс самовозбуждения. При этом будем считать, что генератор работает вхолостую, т. е. $I_{\mu} = 0$.

Так как в процессе самовозбуждения ток $I_{\rm B}$ и напряжение $U_{\rm B}$ непрерывно меняются, то для цепи возбуждения на основании 11 закона Кирхгофа можно написать уравнение электрического равновесия

$$u_{\rm B} + e_L = i_{\rm B} R_{\rm B}, \tag{1.8}$$

где *u*_в — напряжение на зажимах цепи возбуждения; *e*_l — ЭДС самоиндукции; *i*_в*R*_в — падение напряжения в цепи возбуждения.

Так как

$$e_i = -L_{\rm B} \frac{di_{\rm B}}{dt},$$

где $L_{\rm B}$ — индуктивность цепи возбуждения, то равенство (1.8) может быть записано в виде

$$u_{\rm B} = i_{\rm B} R_{\rm B} + L_{\rm B} \frac{di_{\rm B}}{dt}.$$
 (1.9)

Обычно процесс самовозбуждения ведется при холостом ходе и $R_{\rm B}$ = const. В этом случае зависимость $u_{\rm B} = f(i_{\rm B})$ изображается обычной кривой холостого хода — кривая *I* на рис. 1.13; зависимость $i_{\rm B}R_{\rm B} = f(i_{\rm B})$ определяется прямой *2* на том же рис. 1.13, а ве-

личина $L_{\rm p} \frac{di_{\rm p}}{dt}$ – отрезками ординат между кривой *l* и прямой *2*.



Рис. 1.13. Самовозбуждение генератора параллельного возбуждения

В точке пересечения A_1 кривой I и прямой $2 \ \exists \Box C e_L = 0$, а следовательно, $\frac{di_n}{dt} = 0$. В цепи возбуждения устанавливается постоянный ток возбуждения $i_B = I_B = \text{const}$, которому соответствует вполне определенное напряжение на зажимах генератора

$$u_{\rm B} = U_{\rm B} = U = \text{const},$$

т. е. в точке A₁ процесс самовозбуждения прекращается.

Наклон прямой 2, или tg $\alpha = i_{\rm B}R_{\rm B}/i_{\rm B} = R_{\rm B}$, можно изменять, изменяя сопротивление цепи возбуждения

$$R_{\rm B}=R_{\rm OB}+R_{\rm p},$$

где $R_{\rm ob}$ — сопротивление обмотки возбуждения, а $R_{\rm p}$ — сопротивление регулировочного реостата.

Если $R_p = 0$, то точка A_1 максимально смещается вправо. При увеличении сопротивления R_p точка A_1 будет перемещаться по кривой I к ее началу. При достаточно большом сопротивлении R_p прямая $i_B R_B$ становится касательной к кривой I, и, следовательно, машина не самовозбудится. Сопротивление R_p , при котором генератор уже не возбуждается, называется критическим, в этом случае tg $\alpha_{\rm Kp} = R_{\rm B Kp}$.

Таким образом, для самовозбуждения генераторов постоянного тока необходимо соблюсти следующие три условия:

1) наличие потока остаточного намагничивания. Если по каким-либо причинам генератор потерял остаточный магнетизм (удары при транспортировке, короткое замыкание), то его нужно подмагнитить от постороннего источника постоянного тока (аккумуляторной батареи и т. д.), пропустив по обмотке возбуждения постоянный ток;

2) совпадение добавочного магнитного потока $\Phi_{\text{доб}}$ с остаточным $\Phi_{\text{ост}}$. При несовпадении этих потоков процесс самовозбуждения идти не будет. Чтобы добавочный магнитный поток совпадал по направлению с остаточным, необходимо изменить направление тока в обмотке возбуждения;

3) сопротивление цепи возбуждения должно быть меньше критического. Для уменьшения $R_{\kappa p}$ необходимо уменьшить со-противление регулировочного реостата в цепи возбуждения.

1.4. Статические характеристики генераторов постоянного тока

Свойства генераторов постоянного и переменного тока определяются с помощью характеристик. Важной величиной, характеризующей работу генератора, является его напряжение $U_{\rm r}$ Характеристики генераторов помогают выяснить зависимость напряжения $U_{\rm r}$ от тока возбуждения $I_{\rm B}$ и тока нагрузки $I_{\rm H}$. Большой интерес представляет зависимость тока возбуждения $I_{\rm B}$ от тока нагрузки $I_{\rm H}$ при заданном характере напряжения $U_{\rm r}$ на зажимах генератора.

Характеристики электрических машин могут быть получены расчетным путем и опытным, т. е. в лаборатории.

Основными характеристиками генераторов являются:

1) характеристика холостого хода $U_{xx} = f(I_B)$ при $I_H = 0$ и $n = n_{HOM} = \text{const};$

2) внешняя характеристика $U_r = f(I_H)$ при $R_B = \text{const}$ и $n = n_{HOM} = \text{const};$

3) регулировочная характеристика $I_{\rm B} = f(I_{\rm H})$ при $U_{\rm \Gamma} = U_{\rm \Gamma HOM} =$ = const и $n = n_{\rm HOM} =$ const.

Характеристика холостого хода $U_{xx} = f(I_B)$ была рассмотрена в п. 1.1.

Внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением. На рис. 1.14 показана внешняя характеристика генератора $U_r = f(I_H)$. В эксплуатации обычно генератор нагружают до номинального тока. Характер кривой объясняется следующими причинами:

1) с увеличением нагрузки увеличивается падение напряжения в цепи якоря $I_a R_a$, следовательно, уменьшается напряжение на зажимах генератора, так как $U_r = E_a - I_a R_a$;

2) с увеличением нагрузки увеличивается размагничивающее действие реакции якоря, а следовательно, уменьшается ЭДС E_a и напряжение U_c ;

3) вследствие указанных двух причин уменьшается напряжение на зажимах генератора $U_{\rm p}$ ток возбуждения $I_{\rm B} = U_{\rm r}/R_{\rm B} \equiv U_{\rm r}$, ЭДС генератора E_a . Падение напряжения на зажимах генератора при изменении нагрузки от нуля до номинальной составляет 25–35%, т. е.

$$\Delta U = \frac{U_{\rm r \, HOM} - U_{\rm r}}{U_{\rm r \, HOM}} 100\%, \tag{1.10}$$

где $U_{r \text{ ном}}$ — номинальное напряжение на зажимах генератора при холостом ходе; U_{r} — напряжение на зажимах генератора при номинальном токе.

Большое падение напряжения ΔU является одним из недостатков генераторов этого типа.

Регулировочная характеристика $I_{\rm B} = f(I_{\rm H})$. Для того чтобы напряжение на зажимах генератора оставалось постоянным, требуется, как это следует из внешней характеристики, увеличивать ток возбуждения $I_{\rm B}$ при увеличении нагрузки.

На рис. 1.15 показана регулировочная характеристика.





Рис. 1.15. Регулировочная характеристика

По регулировочной характеристике при известном сопротивлении обмотки возбуждения $R_{\text{ов}}$ можно подобрать сопротивление регулировочного реостата:

$$\begin{cases} R_{\rm pM min} \leq \frac{U_{\rm B}}{I_{\rm B max}} - R_{\rm oB}; \\ R_{\rm pM max} \leq \frac{U_{\rm 2}}{I_{\rm B min}} - R_{\rm oB}. \end{cases}$$
(1.11)

Генератор смешанного возбуждения. На рис. 1.16 приведена схема генератора смешанного возбуждения. Генератор имеет две обмотки возбуждения: параллельную OB_{пр} и последовательную OB_{пс}, которые укладываются на одних и тех же сердечниках главных полюсов.

Главной обмоткой, создающей не менее 70% МДС возбуждения, является параллельная обмотка. Она выполняется из большого числа витков тонкой проволоки. Так как ток нагрузки равен току, протекающему по последовательной обмотке, она выполняется из небольшого количества витков толстой проволоки.

Последовательная и параллельная обмотки возбуждения по отношению друг к другу могут быть включены согласно или встречно (противовключением). При согласном включении магнитные потоки, создаваемые обмотками возбуждения, складываются, а при встречном — вычитаются.

Обычно применяется согласное включение обмоток. При этом последовательная обмотка возбуждения выбирается обычно с таким расчетом, чтобы ее МДС компенсировала реакцию якоря и падение напряжения в якоре при определенной величине нагрузки, обеспечивая тем самым автоматическое регулирование напряжения в заданных пределах. Встречное включение применяется только в генераторах специального типа, например сварочных, прожекторных.

На рис. 1.17 показаны внешние характеристики генератора смешанного возбуждения при согласном включении обмоток (кривая *I*) и встречном (кривая *2*). Регулировочные характеристики для генератора смешанного возбуждения теряют свой смысл.



28

Технические данные генераторов постоянного тока серии П приведены в табл. 1.1.

Тип генератора	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Номинальный ток, А	Подводимая мощность, кВт	Число витков обмотки якоря	Сопротивление обмотки якоря и добавочных полюсов, Ом	Сопротивление последовятельной обмотки возбуждения, Ом	Число витков обмотки возбуждения (на полюс)	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Число пар полюсов	Номинальная частота вращения, об/мин
E 01	115	0,37	3,2	0,53	1080	5,56	0,96	2500	320	2	1450
11-21	230	0,37	1,6	0,53	2160	22,55	3,3	4600	1160	2	1450
D 00	115	0,6	5,2	0,8	630	2,3	0,6	1600	152	2	1450
11-22	230	0,6	2,6	0,8	1296	10,0	2,16	3500	770	2	1450
D 21	115	1,0	8,7	1,3	576	1,56	0,34	2400	188	2	1450
11-31	230	1,0	4,4	1,3	1152	6,9	1,32	5400	980	6	1450
П 22	230	1,5	6,5	1,8	720	3,17	0,58	3400	480	2	1450
11-32	115	1,5	13,1	1,8	360	0,76	0,17	1800	122	2	1450
D 41	115	2,7	23,4	3,6	351	0,558	0,136	900	68,8	4	1450
-4	230	2,7	11,7	3,6	702	2,23	0,488	1600	214	4	1450
E 42	115	3,2	27,8	4,1	270	0,39	0,0534	750	50	1	1450
11-42	230	3,2	13,9	4,1	513	1,56	0,3	1350	180	4	1450
0.61	115	5,0	43,4	6,2	217	0,191	0,03	700	32	1	1450
11-31	230	5,0	21,7	6,2	434	0,78	0,112	1300	120	-	1450

Таблица 1.	 Основные 	технические	данные	генераторов	постоянного	тока сери	и и П
------------	------------------------------	-------------	--------	-------------	-------------	-----------	--------------

1.5. Динамические характеристики генератора постоянного тока с независимым возбуждением

Динамические свойства генератора постоянного тока с независимым возбуждением определяют по уравнениям динамики, переходным характеристикам (процессам), происходящим в нем при изменяющихся воздействиях.

Входной величиной генератора является напряжение возбуждения $u_{\rm B}$, подводимое к обмотке возбуждения (рис. 1.18, δ) в виде единичной ступенчатой функции (рис. 1.18, a), а выходной — ЭДС обмотки якоря e_a в режиме холостого хода.



Рис. 1.18. График типового воздействия: *а* — изменяющегося по закону ступенчатой функции; *б* — схема генератора с независимым возбуждением; в — график переходной функции

Уравнение электрического равновесия в обмотке возбуждения генератора

$$u_{\rm B} = i_{\rm B} R_{\rm OB} + L_{\rm OB} \frac{di_{\rm B}}{dt}, \qquad (1.12)$$

где $R_{\rm ob}$ и $L_{\rm ob}$ — активное сопротивление и индуктивность цепи возбуждения.

Электродвижущая сила e_a , индуцируемая в обмотке якоря генератора,

$$e_a = C_e n \Phi \approx C i_{\rm B}, \qquad (1.13)$$

где C — постоянный коэффициент при n = const. Принятое допущение обусловлено линеаризацией характеристики холостого хода (см. рис. 1.6).

Подставив в (1.12) значение $i_{\rm B} = \frac{e_a}{C}$ из (1.13) и разделив на $R_{\rm OB}$, получим

$$\frac{u_{\scriptscriptstyle \rm B}}{R_{\scriptscriptstyle \rm OB}} = \frac{e_a}{C} + \frac{L_{\scriptscriptstyle \rm OB}}{R_{\scriptscriptstyle \rm OB}C} \frac{de_a}{dt}.$$

Умножив левую и правую части полученного уравнения на коэффициент C, будем иметь

$$k_{\rm r}u_{\rm B} = e_a + T_{\rm OB}\frac{de_a}{dt}, \qquad (1.14)$$

где $k_{\rm r} = \frac{C}{R_{\rm oB}} = \frac{e_a}{i_{\rm B}R_{\rm oB}} = \frac{e_a}{u_{\rm B}} -$ коэффициент усиления по напряжению генератора:

 $T_{_{\rm OB}} = \frac{L_{_{\rm OB}}}{R_{_{\rm OB}}} -$ постоянная времени цепи обмотки возбуждения генсратора.

Уравнение (1.14) в соответствии с принятой формой записи уравнений динамики запишется в виде [8]

$$T_{\rm oB}\frac{de_a}{dt} + e_a = k_{\rm F}u_{\rm B}. \tag{1.15}$$

Решение уравнения (1.15) записывается в форме [7, 8]

$$e_a = k_{\rm r} \, u_{\rm B} (1 - e^{-\frac{T}{T_{\rm OB}}}). \tag{1.16}$$

Следовательно, переходная функция $e_a(t)$ является экспонентой (рис. 1.18, θ).

Определим передаточную функцию генератора $K_r(p)$.

Напомним, что передаточной функцией звена называется отношение изображения по Лапласу выходной величины к изображению по Лапласу входной величины при нулевых начальных условиях [8].

В опсраторном виде уравнение (1.15) примет вид

 $T_{\rm ob} p E_a(p) + E_a(p) = k_{\rm r} U_{\rm B}(p)$

или

$$(T_{\rm ob} p + 1)E_a(p) = k_{\rm F} U_{\rm B}(p). \tag{1.17}$$

Изображение выходной величины из уравнения (1.17) примет вид

$$E_a(p) = \frac{k_{\rm r}}{(T_{\rm ob}p+1)} U_{\rm B}(p).$$

Следовательно, передаточная функция генератора запишется в виде

$$K_{\rm r}(p) = \frac{E_a(p)}{U_{\rm B}(p)} = \frac{k_{\rm r}}{(T_{\rm oB}p+1)}.$$
 (1.18)

Изображение выходной величины $E_a(p)$ при $u_B(t) = 1(t)$ (рис. 1.18, e) или $U_B(p) = \frac{1}{p}$ имеет вид

$$E_a(p) = \frac{k_r}{(T_{on}p+1)p}.$$
 (1.19)

Переходная функция генератора h(t) (рис. 1.18, θ) в соответствии с обратным преобразованием Лапласа определяется по выражению [8]

$$e_{a}(t) = h(t) = L^{-1}\left\{E_{a}(p)\right\} = L^{-1}\left\{k_{r}\left(\frac{1}{p} - \frac{1}{p+1/T_{OB}}\right)\right\} = k_{r}\left(1 - e^{-t/T_{OB}}\right). (1.20)$$

Изображение выходной величины $E_a(p)$ при $u_B(t) = \delta(t)$ (рис. 1.18, *a*) или $U_B(p) = 1$ имеет вид

$$E_a(p) = \frac{k_r}{(T_{oB}p+1)}.$$
 (1.21)

Тогда импульсная переходная функция генератора k(t) в соответствии с обратным преобразованием Лапласа определяется по выражению

$$e_{a}(t) = k(t) = L^{-1} \left\{ \frac{k_{r}}{T_{\rm oB}} \left(\frac{1}{p + 1/T_{\rm oB}} \right) \right\} = \frac{k_{r}}{T_{\rm oB}} e^{-t/T_{\rm oB}}.$$
 (1.22)

Изображение генератора на структурных схемах динамических систем показано на рис. 1.19.

$$\frac{U_{\rm B}(p)}{T_{\rm OB}p+1} = \frac{k_{\rm T}}{E_a(p)} = \frac{Puc}{\rm noc}$$

Рис. 1.19. Структурная схема генератора постоянного тока с независимым возбуждением

Передаточная функция (1.18) соответствует апериодическому динамическому звену. Следовательно, генератор постоянного тока с независимым возбуждением представляется апериодическим звеном.

1.6. Тахогенераторы постоянного тока

Тахогенераторами называют электрические микромашины, работающие в генераторном режиме и служащие для преобразования скорости вращения в пропорциональный электрический сигнал (напряжение).

При этом пропорциональность преобразования определяется видом выходной характеристики тахогенератора, т. е. зависимостью выходной величины — напряжения $U_{\text{вых}}$ [B] в выходной обмотке — от входной — скорости вращения вала тахогенератора *n* [об/мин] или угловой скорости вращения ω [рад/с]. Тахогенераторы находят широкое применение в РЭС в качестве датчиков скорости, элементов обратных связей как устройств для решения задач дифференцирования функций.

Тахогенераторы постоянного тока по принципу действия и конструктивному оформлению являются коллекторными машинами постоянного тока, работающими в генераторном режиме. Они могут возбуждаться либо электромагнитным путем, либо от постоянных магнитов. Причем тахогенераторы с постоянными магнитами имеют существенное достоинство, состоящее в том, что они не нуждаются в источнике питания.

Согласно уравнению (1.2) при постоянном магнитном потокс Ф можно записать

$$E_a = C_e n \Phi = C'_e \omega \Phi = C'_e \Phi \frac{d\beta}{dt}, \qquad (1.23)$$

гле () — угловая скорость вращения якоря; В — угол поворота якоря тахогенератора.

Уравнение (1.23) показывает, что тахогенератор можно использовать для электрического дифференцирования, если входную функцию задавать в виде угла поворота ротора, и оно является уравнением выходной характеристики тахогенератора постоянного тока при холостом ходе, т. е. при разомкнутой цепи якоря. Эта линейная зависимость (рис. 1.20) и является статической характеристикой тахогенератора.

При подключении на зажимы обмотки якоря прибора или устройства с конечной величиной входного сопротивления и при Φ = const выходное напряжение будет меньше ЭДС якоря на величину падения напряжения в цепи якоря

 $U_{\rm TF} = E_a - I_a R_a$, гле R_a — суммарное сопротивление непи якоря, включая и переходное со-противление щеточного контакта.

В этом случае наклон характериспики будет различным для двух значений сопротивлений нагрузки $R_{\rm H1} > R_{\rm H2}$ (рис. 1.20). Для уменьшения падения напряжения в якоре $I_a R_a$ в тахогенераторах применяются металлические шетки с серебряными напайками в местах прикосновения к коллектору.



Рис. 1,20. Выходная (статическая) характеристика тахогенератора постоянного тока

7919

Глава 1. Общие положения теории электрических машин постоянного тока

Кроме того, для повышения линейности характеристики тахогенераторы нагружают на возможно большее внешнее сопротивление.

Погрешность различных типов тахогенераторов постоянного тока составляет от 0,05 до 4%.

Динамические свойства тахогенераторов. Как было нами установлено, тахогенератор постоянного тока — это устройство, выходная величина которого (выходное напряжение u_{rr}) является производной по времени от входной величины, если за последнюю принят угол поворота вала β .

Таким образом, если входным параметром является угол поворота вала, то тахогенератор представляет собой инерционное (реальное) дифференцирующее звено, уравнение динамики которого имеет вид

$$\frac{L_a}{R_a + R_{\rm H}} \frac{du_{\rm TF}}{dt} + u_{\rm TF} = \frac{kR_{\rm H}}{R_a + R_{\rm H}} \frac{d\beta}{dt}; \qquad (1.25)$$

$$T\frac{du_{\rm rr}}{dt} + u_{\rm rr} = k_{\rm rr}\frac{d\beta}{dt},\tag{1.26}$$

где $T = L_a/(R_a + R_{\rm H})$ — постоянная времени якорной цепи; $k_{\rm TF} = kR_{\rm H}/(R_a + R_{\rm H})$ — коэффициент передачи тахогенератора при нагрузке.

Передаточная функция определяется выражением

$$K_{\rm TF}(p) = U_a/(p)/\beta(p) = k_{\rm TF} p/(Tp+1).$$
(1.27)

Часто к тахогенератору предъявляют требование минимальной постоянной времени. Если $T \approx 0$, то уравнение электрического равновесия тахогенератора

$$u_{\rm TF} \approx e_a = C_e \Phi n = C'_e \Phi \omega = C'_e \Phi \frac{d\beta}{dt}.$$
 (1.28)

В операторной форме записи это уравнение примет вид

$$U_{\rm TT}(p) = C'_e \Phi p \beta(p), \qquad (1.29)$$

из которого определяем передаточную функцию тахогенератора

$$K_{\rm rr}(p) = \frac{U_{\rm rr}(p)}{\beta(p)} = C'_e \Phi p \qquad (1.30)$$

34

или

$$K_{\rm TT}(p) = k_{\rm TT} p, \qquad (1.31)$$

где $k_{\rm rr} = C'_e \Phi$ — статический коэффициент усиления тахогенератора по напряжению.

Из передаточной функции (1.31) следует, что тахогенератор представляется идеальным дифференцирующим звеном. Если входная величина тахогенератора — угловая скорость вращения $\omega(p)$, то

$$K_{\rm TT}(p) = \frac{U_{\rm TT}(p)}{\omega(p)} = \frac{U_{\rm TT}(p)}{p\beta(p)} = \frac{C'_e \Phi p \beta(p)}{p\beta(p)} = C'_e \Phi = k_{\rm TT} \,. \tag{1.32}$$

В этом случае тахогенератор является пропорциональным динамическим звеном.

Основные технические данные типовых тахогенераторов постоянного тока приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2. Основные технические данные тахогенераторов постоянного тока серий СЛ, ТГ, ТГП

Тип тахогенератора	Удельная ЭДС, В/(об/с)	Удельная мощность, Вт/(об/с)	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Максимальный ток нагрузки. А	Максимальная частота вращения, об/мин	Максимальный вращающий момент на холостом ходу, Н.см	Момент инерции якоря, кг-м ²	Номинальное напряжение возбуждения. В	Номинальный ток возбуждения, А	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Статический момент сопротивления возбужденной машины, Н.см
СЛ-121	1,1	0,0075	170	0,1	3500	1,4	0,5	110	0,05	970	0,35
СЛ-161	1,2	0,0085	170	0,1	3500	_2,1	0,53	110	0,05	1770	0,38
СЛ-221	1,5	0,013	117	0,2	3700	1,1	1,4	110	0,05	1750	0,7
СЛ-261	1,5	0,044	51	0,2	3600	1,2	2,0	110	0,08	1400	0,7
ΤΓ-1	0,42			0,01	1100	_		27	0,3	_	3,0
ΤΓ-2	1,27	—	—	0,02	2400	_		27	0,3	—	3,0
TΓ-3	1,0	_	—	0,1	4000			27	0,3	_	2,5
TFN-1	0,42	—		0,1	7000					—	0,5
ТД-101	1,4	0,02	330	0,1	1500	0,7	0,63	110	0,065	1650	0,5
ТД-102	3,3	0,028	330	0,1	1500	0,7	0,63	110	0,065	1710	0,5
ТД-103	6,6	0,041	660	0,1	1500	0,8	2,0	110	0,06	1740	0,5
ТД-103-ПМ	6,0	0,051	700	0,1	1000	1,0	2,0				0,7
ТД-201	7,7	0,077	780	0,2	1000	1,2	2,4	110	0.10	1090	0,8
Окончание табл. 1.2

Тип тахогенератора	Удельная ЭДС, В/(об/с)	Удельная мощность, Вт/(об/с)	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Максимальный ток нагрузки. А	Максимальная частота вращения, об/мин	Максимальный вращающий момент на холостом ходу, Н.см	Момент инерцин якоря, кг-м ²	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Статический момент сопротивления возбужденной машины, Н-см
ТД-201-ПМ	14,4	0,288	750	0,2	1000	1,2	5,75	—		_	1,2
ТД-110	3,0	_	—	0,15	3000	3,0	0,7	_		—	_
ТД-121	0,72	0,0045	_	0,037	4500	3,0	—	6	—		—
ТД-263	1,08	0,002	—	0,12	3600	3,0	_	24		—	_

Контрольные вопросы

1. Поясните принцип действия и устройство электрических машин постоянного тока?

2. Назовите порядок размешения обмоток якоря электрических машин постоянного тока.

3. Запишите выражение для ЭДС обмотки якоря и величин, входящих в это выражение.

4. Поясните физическую сущность характеристики холостого хода.

5. Сформулируйте определение реакции якоря. Поясните влияние реакции якоря в генераторе постоянного тока.

6. Изобразите схемы генераторов постоянного тока и поясните способы их возбуждения.

7. Запишите уравнения равновесия ЭДС и моментов в генераторах постоянного тока.

8. Обоснуйте условия самовозбуждения генераторов постоянного тока.

9. Изобразите статические характеритики ГПТ и обоснуйте их практическое значение.

10. Перечислите и запишите выражения для динамических характеристик ГПТ.

 Укажите особенности и назначение конструкции тахогенераторов постоянного тока, запишите уравнение динамики и передаточную функцию.

Глава 2 ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ — ЭМУ

2.1. Применение и устройство электромашинных усилителей мощности

В РЭС, системах автоматического управления средней и большой мощности, исполнительными двигателями которых являются двигатели постоянного тока, широко применяются ЭМУ (амплидины). При этом они, как правило, являются одним из последних каскадов усиления системы [77].

На обмотку управления ЭМУ с фазового дискриминатора (или магнитного усилителя) подается небольшая электрическая мощность управления P_{y_y} , а с обмотки якоря снимается мощность $P_{\text{вых}}$. При этом выходная мощность $P_{\text{вых}} >> P_y$, а коэффициент усиления по мощности

$$k_p = \frac{P_{\text{BMX}}}{P_{\text{y}}},$$

где $k_P \ge 10\ 000$ и доходит до 100 000.

Увеличение электрической мощности происходит за счет внешнего источника энергии (механической), которая подводится к ЭМУ от приводного двигателя (асинхронного или двигателя постоянного тока).

Простейшим усилителем мощности является обычный генератор постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 2.1), так как мощность якоря P_a больше мощности возбуждения P_B . Поэтому коэффициент усиления генератора

$$k_P = \frac{P_c}{P_{\rm B}} = \frac{UI}{U_{\rm B}I_{\rm B}} = k_U k_I,$$

где $k_U = U/U_{\rm B}$ — коэффициент усиления по напряжению; $k_I = I/I_{\rm B}$ — коэффициент усиления по току.

При этом коэффициент усиления $k_P = 7-100$, что явно недостаточно для систем автоматического управления.

Для увеличения k_{ρ} может быть применен каскад из двух генераторов постоянного тока (квадратичная система). Для таких каскадов коэффициент усиления $k_{\rho} = 400-1000$, что также недостаточно для систем управления. Кроме того, существенным недостатком такого двухкаскадного усилителя помимо громоздкости являются большие постоянные времени T_1 и T_2 каждого из каскадов.

Для получения значительного коэффициента усиления k_P в одной машине при малой инерционности и были созданы специальные машины с продольно-поперечным полем (или иначе машины с поперечным полем) — ЭМУ.

На рис. 2.2 показана схема ЭМУ. Конструктивно электромашинный усилитель выполнен подобно генератору постоянного тока, но имеет дополнительный комплект щеток, установленных на коллекторе по поперечной оси машины qq и замкнутых накоротко. На статоре ЭМУ расположены следующие обмотки: в продольной оси полюсов dd — обмотки управления У (две или четыре); соосно с ними расположена компенсационная обмотка К, включаемая в продольную цепь последовательно с обмоткой якоря и шунтированная регулировочным резистором $R_{\rm k}$ для регулирования степени компенсации усилителя; в этой же цепи



Рис. 2.1. Генератор постоянного тока с независимым возбуждением



для улучшения коммутации тока под продольными щетками Я1— Я2 включена обмотка дополнительных полюсов Д. Поперечная цепь, т. е. поперечные щетки ЯЗ—Я4, замкнута накоротко. Иногда для улучшения коммутации в поперечной цепи последовательно с якорем включают поперечную обмотку подмагничивания.

Все рассмотренные обмотки находятся в пазах статора. Якорь ЭМУ и статор шихтуются из листов электротехнической стали. На рис. 2.3 показаны листы статора и якоря, а также схема расположения обмоток двухполюсного усилителя. Такая геометрия является целесообразной для ЭМУ мощностью до 20 кВт.



Рис. 2.3. Расположение обмоток в статоре и якоре ЭМУ

Обмотки управления *1* находятся в больших пазах, расположенных на поперечной оси машины. Эти обмотки выполнены в виде четырех катушек. Благодаря наличию двух больших пазов в магнитной системе статора образуются два неявно выраженных полюса, расщепленных средними пазами. Часть большого поперечного паза и малые пазы занимает распределенная компенсационная обмотка *2*. Такое расположение компенсационной обмотки создает хорошие условия компенсации, так как обмотка якоря *3*, поток которой компенсирует компенсационная обмотка, выполнена также распределенной по окружности якоря. В этом случае компенсация потока продольной реакции якоря производится не только по амплитуде, но и по форме. В средних пазах, расположенных по продольной оси машины, находятся сосредоточенная обмотка дополнительных полюсов 4 и поперечная обмотка подмагничивания 5. На спинке большого паза расположена обмотка размагничивания 6, включаемая в цепь переменного тока. Она необходима для того, чтобы уничтожить ложный сигнал на выходе ЭМУ за счет потока остаточного намагничивания. Конструкция якоря ЭМУ такая же, как у обычных машин постоянного тока.

Электромашинные усилители приводятся во вращение приводными двигателями постоянного и переменного тока. При этом ЭМУ мощностью до 3 кВт выполняют в одном корпусе. Скорость вращения машины составляет от 2900 до 6000 об/мин.

2.2. Принцип действия электромашинного усилителя мощности

Пусть скорость вращения приводного двигателя равна номинальной ($n = n_{HOM} = const$) и к одной из обмоток управления приложено напряжение постоянного тока U_y (см. рис. 2.2). Под действием приложенного напряжения в обмотке управления возникает ток I_y (несколько миллиампер), создающий небольшой по величине поток управления Φ_y (небольшой потому, что при высоком коэффициенте усиления на вход ЭМУ подается относительно малая мощность), направленный вдоль оси *dd*. Под воздействием потока управления Φ_y в обмотке якоря наведется небольшая ЭДС E_q , под влиянием которой между короткозамкнутыми щетками ЯЗ–Я4 и по обмотке якоря потечет значительный ток I_q (несколько ампер), так как сопротивление этой цепи мало (порядка нескольких десятков долей ома) [77].

Между щетками Я1-Я2 ЭДС $E_q = 0$, так как в параллельные ветви обмотки якоря попадает одинаковое количество проводников с разными направлениями ЭДС. На рис. 2.4, *а* направление ЭДС E_q и тока I_q показано крестиками и точками во внешнем ряду; направление магнитных потоков изображено на рис. 2.4, *б*. Ток I_q создает поперечный поток реакции якоря Φ_q (рис. 2.4, *a* и *б*), направленный вдоль короткозамкнутых щеток или по линии токораздела якоря qq (направление потока определяется по правилу буравчика). Этот поток неподвижен в пространстве.

Якорь вращается в потоке Φ_q и в его обмотке индуцируется ЭДС E_d , причем $E_d >> E_q$, так как $\Phi_q >> \Phi_y$. Электродвижущая сила E_d снимается с продольных шеток Я1–Я2 и вызывает появление тока I_d , и в нагрузке происходит падение напряжения U_d (ток I_d составляет несколько десятков ампер). Между щетками ЯЗ-Я4 ЭДС E_d равна нулю и взаимно компенсируется.



Рабочий ток I_d создает продольный магнитный поток Φ'_d (поток продольной реакции якоря), направленный вдоль рабочих шеток 91-92 или по линии токораздела якоря dd. Этот поток также неподвижен в пространстве (рис. 2.4, a и δ) и направлен навстречу потоку управления Φ_y . Если не принять никаких мер, то значительно больший по величине поток Φ'_d размагнитит усилитель и никакого усиления не произойдет. Для компенсации продольного потока реакции якоря Φ'_d на статоре расположена специальная компенсационная обмотка K (см. рис. 2.2 и 2.3), представляющая собой зеркальное отображение обмотки якоря.

Степень компенсации реакции якоря ЭМУ характеризуется

коэффициентом компенсации $k = \frac{\Phi_{\kappa}}{\Phi'_d}$. Если k = 1, $\Phi_{\kappa} = \Phi'_d -$ реакция якоря ЭМУ полностью скомпенсирована; когда k < 1, $\Phi_{\kappa} < \Phi'_d$ — реакция якоря машины недокомпенсирована, а если k > 1, $\Phi_{\kappa} > \Phi'_d$ — реакция якоря машины перекомпенсирована. Обычно ЭМУ выпускают с небольшой перекомпенсацией реакции якоря, т. е. когда k = 1,05, что позволяет в необходимых пределах изменять компенсацию ЭМУ. Для изменения степени компенсации, как уже отмечалось, используется шунтирующий резистор R_{κ} .

Таким образом, магнитный поток в продольной оси $\Phi_d = \Phi_v - (\Phi'_d - \Phi_\kappa).$

Из рис. 2.4, *а* следует, что токи I_q и I_d в половине проводников якоря направлены согласно, а в другой половине проводников — встречно. Следовательно, создается неравномерное распределение токов по проводникам якоря, это вызывает необходимость некоторого увеличения поперечного сечения проводников обмотки якоря.

2.3. Статические характеристики и коэффициент усиления электромашинного усилителя

Характеристика холостого хода. Характеристикой холостого хода называется зависимость ЭДС холостого хода E_{dxx} на выходе ЭМУ от тока управления I_y при постоянной скорости вращения и токе нагрузки $I_d = 0$

 $E_{dxx} = U_{dxx} = f(I_y)$ при $I_d = 0$ и $n = n_{HOM} = \text{const.}$

Аналитическую зависимость характеристики холостого хода получим из следующих соображений.

Электродвижущая сила E_{dxx} , индуцируемая в обмотке якоря, согласно (1.2) будет

$$E_{dxx} = C_e n \Phi q. \tag{2.1}$$

Магнитный поток по поперечной оси

$$\Phi_q = \frac{I_q w_a}{R_{_{\rm M}}},\tag{2.2}$$

где w_a — количество витков обмотки якоря; $R_{\rm M}$ — магнитное сопротивление ЭМУ по перечной оси qq. Ток якоря

$$I_q = \frac{E_q}{R_a},\tag{2.3}$$

а ЭДС E_q , индуцируемая в обмотке якоря, согласно (1.2) будет $E_q = C_e n \Phi_d = C_e n \Phi_y$. (2.4)

Результирующий магнитный поток по продольной оси *dd* при холостом ходе

$$\Phi_d = \Phi_y - (\Phi'_d - \Phi_\kappa) = \Phi_y.$$

Магнитный поток управления

$$\Phi_{\rm y} = \frac{I_{\rm y} w_{\rm y}}{R_{\rm M}},\tag{2.5}$$

где w_y — количество витков обмотки управления; $R_{\rm M}$ — магнитное сопротивление ЭМУ по продольной оси *dd*.

Подставляя в уравнение (2.1) значения Φ_q из (2.2), I_q из (2.3), E_q из (2.4) и Φ_y из (2.5), имеем

$$E_{dxx} = C_e^2 n^2 \frac{w_a w_y}{R_M^2 R_a} I_y.$$
(2.6)

Из (2.6) следует, что при n = constи ненасыщенной магнитной цепи ($R_{\text{st}} \approx \text{const}$) ЭДС на выходе E_{dxx} пропорциональна току управления I_y , т. е. имеет линейную зависимость (рис. 2.5). Однако при значительных токах управления магнитная цепь ЭМУ слегка насыщается, и характеристика холостого хода имеет вид кривой намагничивания. Работа ЭМУ обычно происходит на линейном участке характеристики.



Рис. 2.5. Характеристика холостого хода ЭМУ

Вследствие явления гистерезиса характеристика холостого напряжения, пропорционального магнитному потоку хода, имеет вид узкой петли гистерезиса. Для уменьшения остаточного намагничивания, а следовательно, и ложного сигнала с систем автоматического управления, в некоторых типах ЭМУ применяется размагничивающая обмотка (см. п. 2.1). Выражение (2.6) показывает, что ЭДС на выходе ЭМУ пропорциональна квадрату скорости вращения. Вследствие этого для вращения ЭМУ обычно применяются высокоскоростные двигатели. В то же время необходимо иметь в виду, что ЭМУ более чувствительны, чем обычный генератор, ко всякого рода изменениям скорости вращения.

Одним из важнейших параметров характеристики холостого хода является ее крутизна

$$\sigma = \frac{E_{dxx}}{I_y} = \frac{U_{dxx}}{I_y}, \frac{B}{MA}.$$
 (2.7)

Крутизна характеристики холостого хода определяет чувствительность ЭМУ. Она показывает, на сколько вольт изменяется ЭДС на выходе ЭМУ при изменении тока управления на 1 мА. Чем больше о, тем чувствительнее ЭМУ. Коэффициент усиления по напряжению. Отношение ЭДС E_{dxx} (или U_{dxx}) к напряжению U_y на обмотке управления называется коэффициентом усиления ЭМУ по напряжению:

$$k_{U} = \frac{E_{dxx}}{U_{y}} = \frac{U_{dxx}}{U_{y}} = \frac{U_{dxx}}{I_{y}R_{y}} = \frac{\sigma}{R_{y}}.$$
 (2.8)

Следовательно, чем больше крутизна характеристики холостого хода, тем выше коэффициент усиления ЭМУ по напряжению. Обычно *k*_U для ЭМУ составляет несколько десятков.

Коэффициент усиления по току равен отношению рабочего тока *I_d* к току управления *I_y*

$$k_I = \frac{I_d}{I_y},\tag{2.9}$$

а так как

$$I_{d} = -\frac{E_{dxx}}{R_{a} + R_{H}} = \frac{U_{dxx}}{R_{a} + R_{H}},$$
 (2.10)

где $R_{\rm H}$ — сопротивление нагрузки, то, подставляя (2.10) в (2.9), получаем

$$k_{I} = \frac{U_{d_{XX}}}{I_{y} \left(R_{a} + R_{H} \right)} = \sigma \frac{1}{R_{H} \left(\frac{R_{a}}{R_{H}} + 1 \right)} = \sigma \frac{1}{R_{H} (1 + \chi)}, \quad (2.11)$$

где $\chi = \frac{R_a}{R_H} < 1.$

Коэффициент усиления по мощности. Высокий коэффициент усиления по мощности k_P достигается за счет того, что ЭМУ является двухкаскадным усилителем и определяется по формуле

$$k_{P} = k_{P_{1}}k_{P_{2}} = \frac{E_{q}I_{q}}{U_{y}I_{y}}\frac{U_{d}I_{d}}{E_{q}I_{q}} = \frac{U_{d}I_{d}}{U_{y}I_{y}},$$
(2.12)

где k_{P_1} — коэффициент усиления по мощности первого каскада (ступени); k_{P_2} — коэффициент усиления по мощности второго каскада (ступени) ЭМУ.

Покажем, от каких параметров зависит коэффициент усиления ЭМУ по мощности *k*_{*P*}. Известно, что

$$k_P = k_U k_I, \tag{2.13}$$

где *k_U*— коэффициент усиления ЭМУ по напряжению. Коэффициент усиления ЭМУ по напряжению под нагрузкой

$$k_{U} = \frac{U_{d}}{U_{y}} = \frac{U_{d}}{I_{y}R_{y}}.$$
 (2.14)

Напряжение на выходе ЭМУ под нагрузкой $U_d = I_d R_{\rm H}.$ (2.15)

Напряжение ЭМУ при холостом ходе $U_{d xx} = I_d (R_a + R_H)$

или

$$U_{d xx} = I_d R_{\rm H} (R_a + \chi). \qquad (2.16)$$

Подставляя в (2.16) значение
$$U_d$$
 из (2.15), получаем
 $U_{dxx} = U_d (R_a + \chi).$ (2.17)

Выражение (2.17) показывает связь между напряжением под нагрузкой и напряжением при холостом ходе ЭМУ.

Таким образом, коэффициент усиления ЭМУ по напряжению и току при работе машины под нагрузкой

$$k_{U} = \frac{U_{dxx}}{I_{y}R_{y}(1+\chi)}$$
(2.18)

И

$$k_{I} = \frac{U_{dxx}}{I_{y}R_{H}(1+\chi)}.$$
 (2.19)

Согласно формулам (2.13), (2.18) и (2.19), а также (2.6) коэффициент усиления ЭМУ по мощности

$$k_{P} = \frac{C_{e}^{4} n^{4} w_{a}^{2} w_{y}^{2} I_{y}^{2}}{I_{y}^{2} R_{y} R_{y} R_{\mu} (1+\chi)^{2} R_{M}^{4} R_{a}^{2}}.$$
(2.20)

В общем случае постоянная времени

$$T = \frac{L}{R},$$
 (2.21)

где L и R — соответственно индуктивность и активное сопротивление электрической цепи.

В свою очередь, индуктивность

$$L = \frac{\Psi}{I},\tag{2.22}$$

где Ψ — потокосцепление; *I* — ток электрической цепи. Потокосцепление определяется из выражения

$$\Psi = \mathbf{\Phi}_{W},\tag{2.23}$$

где Ф — магнитный поток; *w* — количество витков.

Согласно закону Ома для магнитной цепи магнитный поток

$$\Phi = \frac{Iw}{R_{\rm M}}.$$
(2.24)

Подставляя в (2.21) значения L из (2.22), Ψ из (2.23) и Φ из (2.24), получаем

$$T = \frac{\omega^2}{RR_{_{\rm M}}} \,. \tag{2.25}$$

С учетом (2.25) выражение (2.20) примет следующий вид:

$$k_{P} = \frac{C_{e}^{4} n^{4} T_{a} T_{y}}{R_{a} R_{H} R_{M}^{2} (1+\chi)^{2}},$$
(2.26)

где $T_a = \frac{w_a^2}{R_a R_{_{\rm M}}}$ — постоянная времени поперечной цепи якоря;

$$T_y = \frac{w_y^2}{R_y R_M}$$
 — постоянная времени цепи управления

Из (2.26) следует, что коэффициент усиления ЭМУ пропорционален четвертой степени скорости вращения якоря, магнитным проводимостям по продольной λ_d и поперечной λ_q осям и зависит от сопротивления обмотки якоря и нагрузки ($\lambda = 1/R_{\rm M}$). Поэтому усилитель будет иметь тем больший коэффициент усиления по мощности, чем выше его скорость вращения *n* и меньше насышена его магнитная цепь.

Как отмечалось, ЭМУ приводятся во вращение высокоскоростными двигателями (n = 2900-6000 об/мин). Магнитная система усилителя выполняется из электротехнической стали с минимальным воздушным зазором между статором и якорем.

При холостом ходе (когда $R_{\rm H} = \infty$) коэффициент усиления ЭМУ $k_P = 0$. Для увеличения k_P постоянные времени цепи управления T_y и цепи якоря T_a должны быть большими. Однако для уменьшения инерционности ЭМУ их стараются сделать мини-

мальными. Обычно $k_P = 10^3 - 10^5$, причем $k_{P_1} = 50 - 100$, а $k_{P_2} = 100$ и более.

Внешние характеристики. Внешней характеристикой ЭМУ называется зависимость напряжения на выходе U_d от тока нагрузки I_d при постоянном токе управления I_y и постоянной скорости вращения n:

 $U_d = f(I_d)$ при $I_v = \text{const} \text{ и } n = \text{const}.$

Для нагруженного ЭМУ ЭДС E_d определяется не только потоком Φ_y , но и потоками Φ'_d и Φ_k (см. рис. 2.4). Результирующий магнитный поток по продольной оси машины

 $\Phi_d = \Phi_y - (\Phi'_d - \Phi_\kappa) = \Phi_y + \Delta \Phi_d,$ где $\Delta \Phi_d = \Phi'_d - \Phi_\kappa.$

Электродвижущая сила *E*_d на выходе ЭМУ пропорциональна квадрату скорости и результирующему магнитному потоку по продольной оси

 $E_d = Cn^2 \Phi_d = Cn^2 \Phi_y \mp Cn^2 \Delta \Phi_d = E_{dxx} \mp Cn^2 \Delta \Phi_d$, (2.27) где $E_{dxx} - ЭДС ЭМУ$ при холостом ходе;

 $C = C_e^2 \frac{w_a w_y}{R_y^2 R_a}$ — постоянный конструктивный коэффициент.

В (2.27) знак минус показывает, что ЭМУ недокомпенсирован ($k \le 1$), а знак плюс — что он перекомпенсирован ($k \ge 1$).

Напряжение на выходе ЭМУ

$$U_d = E_d - I_d R_a. \tag{2.28}$$

Подставив (2.27) в (2.28), окончательно получим

$$U_d = E_{d_{XX}} + Cn\Delta\Phi_d - I_d R_a.$$
(2.29)

Таким образом, величина напряжения на выходе (нагрузке) зависит от внутреннего падения напряжения ($I_d R_a$) и от соотношения между потоками Φ'_d и Φ_{κ} или, как говорят, от степени компенсации ЭМУ.

В ЭМУ различают три степени компенсации, которым соотвстствуют различные внешние характеристики.

1. Полная компенсация (k = 1)

$$\Phi_{\kappa} = \Phi_d, \ \Delta \Phi_d = 0.$$

В этом случае

$$U_d = E_{d \times x} - I_d R_a. \tag{2.30}$$

Напряжение на выходе уменьшается только за счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении $I_d R_a$. Внешняя характеристика (I, рис. 2.6) имеет слегка падающий характер.

2. Недокомпенсация ($k \le 1$)

1d HOM

$$\mathbf{\Phi}_{\scriptscriptstyle \mathrm{K}} \leq \mathbf{\Phi}_d', \ \Delta \mathbf{\Phi}_d > 0.$$

В этом случае

$$U_d = E_{d \text{ xx}} - Cn^2 \Delta \Phi_d - I_d R_a. \tag{2.31}$$

Напряжение на выходе (помимо падения напряжения на внутреннем сопротивлении ЭМУ) уменьшается за счет нескомпенсированного потока продольной реакции якоря. В зависимости от недокомпенсации можно построить характеристики (1, рис. 2.6), которые по сравнению с предыдущим случаем имеют еще более падающий характер.



3. Перекомпенсация $(k \ge 1)$ $\Phi_{\kappa} \ge \Phi'_d, \ \Delta \Phi_d \le 0.$

Напряжение на нагрузке

$$U_d = E_{d \text{ xx}} + Cn^2 \Delta \Phi_d - I_d R_a.$$
 (2.32)

При перекомпенсации возможны три случая:

1) если величина $Ch^2 \Delta \Phi_d$ растет медленнее, чем $I_d R_a$, то внешняя характеристика (3, рис. 2.6) будет иметь падающий характер, но пойдет выше внешней характеристики (1, рис. 2.6) при полной компенсации;

2) если величины $Cn^2 \Delta \Phi_d$ и $I_d R_a$ возрастают одинаково, то $E_d = E_{dxx} = \text{const}$, и внешняя характеристика (4, рис. 2.6) будет параллельна оси абсцисс;

3) если величина $Cn^2 \Delta \Phi_d$ возрастает быстрее, чем величина $I_d R_a$, то напряжение на выходе ЭМУ с ростом нагрузки будет увеличиваться и внешняя характеристика (5, рис. 2.6) будет иметь нарастающий характер.

Обычно ЭМУ в системах автоматического управления (САУ) работают в режиме некоторой недокомпенсации (k = 0.97 - 0.99), за счет этого достигается устойчивая работа ЭМУ в следящих системах и малая длительность переходных процессов.

С помощью статических характеристик можно определить:

1) величину рабочего диапазона по линейной части характеристики холостого хода;

2) ширину зоны нечувствительности и область насыщения по петле гистерезиса и средней характеристике холостого хода;

 U_d

Ud Hom

3) величины коэффициентов усиления по току, напряжению и мощности из характеристики холостого хода и внешней характеристики;

4) влияние тока нагрузки на напряжение U₃ из внешней характеристики.

Основные технические данные типовых усилителей серии ЭМУ приведены в табл. 2.1, 2.2.

Таблица 2.1. Основные технические данные электромашинных усилителей серии ЭМУ

Тип ЭМУ	Номинальная мощность, кВт	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Число обмоток	
ЭМУ-ЗА	0,2	60 115	3,33 1,82	2850	2–4	
ЭМУ-ЗП	0,3	60 115	5,0 2,72	5000	2–4	
ЭМУ-5А	0,5	60 115	8,3 4,5	2850	2-4	
ЭМУ-5П	0,7	60 115	11,7 5,4	5000	2–4	
0MV 10A	1,0	60	16,7	2900	2_1	
JIVIY - 12A	1,2	115	10,4	2900	2-4	
	1,0	60	16,7	2850		
OMV 10D	1,2	115	8,7	2850	24	
JIVIY-1211	1,5	115	10,4	2850	2-4	
	1,5	115	13,0	4000		
ЭМУ_25	1,2	115 230	10,4 5,2	2925	2-4	
51019-25	2,5	115 230	21,7 10,9	2925		
	2,2		19,1	1440		
ЭМУ-50	2,2	1 115 230	9,6	1440	2–4	
	4,5	1	19,6	2935		
ЭМУ-70	3,5	115	30,4 15,2	1450	24	
	7,0	230	30,4	2900		

Тил ЭМУ	Постоянна	ая времени. с	Коэффициент усиления		
	обмотки управления	коротко- замкнутой цепи	по напряжению	по мощности. не более	
ЭМУ-ЗА	0,035	0,03	16–20	600	
ЭМУ-ЗП	0,04	0,03	18–20	1500	
ЭМУ-5А	0,05	0,04	10-12	2500	
ЭМУ-5П	0,06	0,04	14-18	2500/4000	
ЭМУ-12А	0,06	0,05	10–17	2500	
ЭМУ-12П	0,06	0,05	10–17	2500	
ЭМУ-25	0,03–0,06	0,03-0,05	1625	4000	
ЭМУ-50	0,03–0,06	0,030,05	16–25	5000	
ЭМУ-70	0,03–0,06	0,03–0,05	16–25	7000	

Таблица 2.2. Специальные данные ЗМУ

2.4. Динамические характеристики электромашинного усилителя мощности

Исходя из принципа действия, ЭМУ можно представить в виде двух каскадов усиления (рис. 2.7). Поэтому динамические свойства ЭМУ оценивают, во-первых, по характеру протекания переходных процессов в первом каскаде, т. е. по нарастанию ЭДС в поперечной цепи $e_q = f(t)$ при подаче на обмотку управления U_y в виде единичной ступенчатой функции в режиме холостого хода, и, во-вторых, по характеру протекания переходного процесса во втором каскаде, т. е. по нарастанию ЭДС в продольной цепи $e_d = f(t)$ при подаче на поперечную цепь ЭДС E_q в виде единичной ступенчатой функции также в режиме холостого хода ЭМУ.



Рис. 2.7. Функциональная схема ЭМУ

Определим переходную и передаточную функции первого каскада усиления ЭМУ. Пусть на обмотку управления подано напряжение U_{yy} изменяющееся по закону единичной ступенча-

той функции (рис. 2.8). В результате воздействия этого напряжения в поперечной цепи ЭМУ индуцируется ЭДС e_q . Найдем уравнение, связывающее между собой e_q и U_y .



Рис. 2.8. К определению переходной функции первого каскада ЭМУ

Уравнение электрического равновесия в обмотке управления

$$u_{y} = i_{y}R_{y} + L_{y}\frac{di_{y}}{dt},$$
(2.33)

гле R_y и L_y — активное сопротивление и индуктивность цепи обмотки управления.

Электродвижущая сила e_q , индуцируемая в обмотке якоря (поперечная цепь)

$$e_q = C_e n \Phi_y = C i_y. \tag{2.34}$$

Учитывая, что магнитная система ЭМУ не насыщена, $\Phi_{y} \equiv i_{y}$.

Подставив в (2.33) значение $i_y = \frac{e_q}{C}$ из (2.34) и разделив (2.33)

 $Ha R_y$, получим

$$\frac{u_{y}}{R_{y}} = \frac{e_{q}}{C} + \frac{L_{y}}{R_{y}C} \frac{de_{q}}{dt}.$$

Умножив левую и правую части полученного уравнения на *C*, будем иметь

$$k_{_{\mathcal{Y}\mathcal{Y}\mathcal{Y}}}u_{y} = e_{q} + T_{y}\frac{de_{q}}{dt}, \qquad (2.35)$$

гле $k_{\text{DMY}_1} = \frac{C}{R_y} = \frac{e_q}{i_y R_y} = \frac{e_q}{u_y}$ — коэффициент усиления ЭМУ по

напряжению первого каскада, состоящего из обмотки управления и его продольной цепи; $T_y = \frac{L_y}{R_y}$ — постоянная времени цепи управления ЭМУ.

Уравнение динамики в соответствии с принятой формой записи будет иметь вид

$$T_{y}\frac{de_{q}}{dt} + e_{q} = k_{_{3My_{1}}}u_{y}.$$
 (2.36)

Решение этого дифференциального уравнения имеет вид

$$e_q(t) = k_{_{\rm 3MY_1}} u_y(1 - e^{-\frac{1}{T_y}}).$$
 (2.37)

График переходной функции первого каскада ЭМУ, построенный на основании (2.37), изображен на рис. 2.8.

Как видно из этого рисунка, если на вход рассматриваемой цепи подать скачком напряжение u_y , то выходная ЭДС цепи якоря e_q достигнет своего установившегося значения не мгновенно, а через определенное время, e_q будет возрастать по экспоненте. Следовательно, первый каскад ЭМУ представляется апериодическим звеном.

Выведем передаточную функцию первого каскада ЭМУ. Для этого уравнение (2.36) запишем в преобразованном по Лапласу виде для нулевых начальных условий

$$T_{y}pE_{q}(p) + E_{q}(p) = k_{\Im M y_{1}}U_{y}(p)$$

(T_{y}p + 1)E_{q}(p) = k_{\Im M y_{1}}U_{y}(p). (2.38)

ИЛИ

Напомним, что передаточной функцией звена или системы называется отношение изображения по Лапласу выходной величины к изображению по Лапласу входной величины при нулевых начальных условиях, следовательно

$$K_{\rm _{2MY_1}}(p) = \frac{E_q(p)}{U_y(p)} = \frac{k_{\rm _{2MY_1}}}{(T_y p + 1)}.$$
 (2.39)

Аналогично определим переходную и передаточную функции второго каскада усиления ЭМУ. В этом случае на обмотку якоря (поперсчную цепь) подана ЭДС e_q , изменяющаяся по закону единичной ступенчатой функнии (рис. 2.9). В результате воздействия этой ЭДС в продольной цепи ЭМУ индуцируется ЭДС e_d .



Рис. 2.9. К определению переходной функции второго каскада ЭМУ

Составим уравнение электрического равновесия для этой цепи

$$e_q = i_q R_q + L_q \frac{di_q}{dt}, \qquad (2.40)$$

где R_q и L_q — активное сопротивление и индуктивность поперечной цепи (обмотки якоря) ЭМУ.

Электродвижущая сила *e*_d, индуцируемая в продольной цепи (обмотке якоря)

$$e_q = C_e n \Phi_q = C_1 i_q, \qquad (2.41)$$

учитывая, что магнитная система ЭМУ не насыщена, $\Phi_q \equiv i_q$.

Подставив в (2.40) значение $i_q = \frac{e_d}{C_1}$ из (2.41) и разделив на

 R_q , а затем умножив левую и правую части уравнения (2.40) на C_1 , получим

$$k_{\text{\tiny ЭМУ_2}} e_q = e_d + T_q \frac{de_d}{dt}, \qquad (2.42)$$

гле $k_{_{\rm 2MY_2}} = \frac{C}{R_q} = \frac{e_d}{i_q R_q} = \frac{e_d}{e_q}$ — коэффициент усиления по напря-

жению (ЭДС) второго каскада ЭМУ;

 $T_q = \frac{L_q}{R_q}$ — постоянная времени поперечной цепи ЭМУ (цепи

Уравнение (2.42) перепишем в соответствии с принятой формой записи уравнений динамики, оно примет вид

$$T_q \frac{de_d}{dt} + e_d = k_{\text{\tiny SMY_1}} e_q.$$
(2.43)

Решение этого дифференциального уравнения имеет вид

$$e_d(t) = k_{\text{My}_2} e_q(1 - e^{-\frac{t}{T_q}}).$$
 (2.44)

График переходной функции, построенный на основании (2.44), имеет вид экспоненты (см. рис. 2.9).

Передаточная функция второго каскада ЭМУ по аналогии с передаточной функцией первого каскада имеет вид

$$K_{_{3MY_2}}(p) = \frac{E_d(p)}{E_q(p)} = \frac{k_{_{3MY_2}}}{(T_q p + 1)}.$$
 (2.45)

Структурная схема ЭМУ представлена на рис. 2.10.

$$\begin{array}{c|c} U_{y}(p) & \hline k_{3MY_{1}} & E_{q}(p) & \hline k_{3MY_{2}} & E_{d}(p) \\ \hline T_{y}p+1 & \hline T_{q}p+1 & \hline \end{array}$$

Передаточная функция всего ЭМУ принимает вид

$$K_{_{\mathcal{Y}MY}}(p) = K_{_{\mathcal{Y}MY_1}}(p)K_{_{\mathcal{Y}MY_2}}(p) = \frac{k_{_{\mathcal{Y}MY_1}}}{(T_y p+1)} \frac{k_{_{\mathcal{Y}MY_2}}}{(T_q p+1)} = \frac{k_{_{\mathcal{Y}MY_2}}}{(T_y p+1)(T_q p+1)}, \quad (2.46)$$

где $k_{_{3My}} = \frac{e_d}{u_y}$ — коэффициент усиления по напряжению всего

ЭМУ.

Передаточную функцию (2.46) можно привести к виду передаточной функции колебательного звена.

Раскроем скобки знаменателя в (2.46) и запишем в виде

$$K_{_{\rm SMY}}(p) = \frac{k_{_{\rm SMY}}}{(T_y p + 1)(T_q p + 1)} = \frac{k_{_{\rm SMY}}}{T_y T_q p^2 + (T_y + T_q)p + 1} = \frac{k_{_{\rm SMY}}}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1},$$
 (2.47)

где $T_y T_q = T^2$, $T_y + T_q = 2\xi T$.

Относительный коэффициент затухания ξ определим по выражению

Рис. 2.10. Структурная схема двухкаскадного ЭМУ

Обозначим отношение $\frac{T_q}{T_y} = a$, откуда $T_q = aT_y$, следовательно,

$$\xi = \frac{T_{y} + T_{q}}{2\sqrt{T_{y}T_{q}}} = \frac{T_{y} + aT_{y}}{2\sqrt{aT_{y}^{2}}} = \frac{1+a}{2\sqrt{a}}.$$
(2.49)

При значении $a = 1 \xi = 1$, при $\alpha > 1$ или $a < 1 \xi$ возрастает и становится больше 1. Таким образом, при любых значениях постоянных времени T_y и T_a ЭМУ представляется апериодическим звеном второго порядка.

Достоинства и недостатки ЭМУ. Электромашинные усилители выпускаются серийно мощностью до 20 кВт, однако отдельные образцы изготовляются мощностью до 100 кВт. Но такие мощности ЭМУ поперечного поля изготовляются в многополюсном исполнении с мощной поперечной подмагничивающей обмоткой.

Электромашинные усилители обладают рядом достоинств, главными из которых являются:

1) большой коэффициент усиления по мощности ($k_p = 10^3 - 10^5$);

2) малая входная мощность, позволяющая питать обмотки управления от электронных и полупроводниковых усилителей;

3) достаточное быстродействие, т. е. малые постоянные времени цепей усиления. Время нарастания напряжения от нуля до номинального значения для промышленных усилителей мошностью 1–5 кВт составляет 0,05–0,1 с;

4) достаточные надежность, долговечность и широкие пределы изменения мощности;

5) возможность изменения характеристик за счет изменения степени компенсации, позволяющая получать необходимые внешние характеристики.

К числу недостатков ЭМУ следует отнести:

 относительно большие габариты и вес по сравнению с генераторами постоянного тока той же мощности, так как для получения больших коэффициентов усиления применяется ненасыщенная магнитная цепь; Глава 2. Электромашинные усилители мощности — ЭМУ

2) наличие остаточного напряжения за счет гистерезиса. Электродвижущая сила, наводимая в якоре потоком остаточного намагничивания, создает ложный сигнал для систем автоматического управления. Для нейтрализации вредного действия потока остаточного магнетизма в ЭМУ осуществляют размагничивание переменным током.

Обычно ЭМУ допускают, как правило, 2–8-кратные кратковременные перегрузки по току нагрузки при номинальном напряжении и 3–5-кратные — по току управления.

Контрольные вопросы

1. Сформулируйте назначение и поясните устройство и принцип действия электромашинных усилителей мощности.

2. Составьте эквивалентную функциональную схему ЭМУ.

3. Нарисуйте статические характеристики и перечислите параметры ЭМУ.

4. Перечислите степени компенсации реакции якоря в ЭМУ и нарисуйте соответствующие внешние характеристики.

5. Запишите уравнения электрического равновесия первого и второго каскадов ЭМУ.

6. Определите передаточную функции двухкаскадного ЭМУ.

7. Назовите достоинства и недостатки ЭМУ.

Глава 3 ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

3.1. Классификация и область применения двигателей постоянного тока

Двигатели постоянного тока так же, как генераторы, классифицируются по способу включения обмотки возбуждения по отношению к якорю. В соответствии с этим двигатели бывают независимого возбуждения; параллельного возбуждения (шунтовые); последовательного возбуждения (сериесные); смешанного возбуждения (компаундные) [77].

Двигатели независимого возбуждения применяют в качестне исполнительных двигателей в системах автоматики, телемеханики, вычислительной техники, в следящих системах и т. п. Эти двигатели поддаются наиболее гибкому управлению. Часто их называют исполнительными двигателями постоянного тока. Широкое применение этих двигателей обусловливается хорошими рабочими и регулировочными характеристиками.

Шунтовые электродвигатели применяются в автоматическом электроприводе, где требуется достаточно постоянная скорость прашения при изменяющейся нагрузке.

Сериесные электродвигатели чаще всего применяются в качестве тяговых двигателей для транспортных и подъемных средств: электропоездов (наземных и подземных), электротсп-лоходов, для мощных экскаваторов, в качестве стартеров для пуска двигателей внутреннего сгорания, в силовом автоматизированном электроприводе (на самолетах, кораблях) и т. п.

Компаундные электродвигатели сочетают в себе свойства сериссных и шунтовых двигателей, поэтому они нашли применение для таких механизмов, которые работают с переменной нагрузкой, например в шагающих экскаваторах, в прокатных станах и т. п.

3.2. Принцип действия и уравнения равновесия ЭДС двигателя постоянного тока

Принцип действия двигателей постоянного тока основан на физических законах электромагнитной индукции и электромагнитных сил.

Предположим, что к зажимам двигателя (рис. 3.1) подведено напряжение U = const. При заданной полярности и направлении тока I_a в обмотке (обмотка якоря показана только одним проводником) на проводник будет действовать электромагнитная сила $F_{_{3M}}$, направление которой определяется по правилу левой руки. Под действием электромагнитной силы $F_{_{3M}}$ на валу двигателя возникает электромагнитный момент M, направленный против вращения часовой стрелки. Под действием момента двигатель вращается с некоторой постоянной скоростью n (для генератора электромагнитный момент является тормозным относительно первичного двигателя). Как известно, в проводнике (обмотке) якоря наводится ЭДС E_a (направление индуцированной ЭДС определяется по правилу правой руки).

Преобразование электрической энергии в механическую во всех двигателях можно наглядно показать с помощью энергетической диаграммы (рис. 3.2), где $P_1 = U(I_a + I_B) = UI$ — полная



Рис. 3.1. Направление противоЭДС в двигателе

Рис. 3.2. Энергетическая диаграмма двигателя постоянного тока

олектрическая мощность, подводимая к двигателю; $UI_{\rm B}$ — мощность потерь в цепи возбуждения; $I_a^2 R_a$ — мощность потерь в цепи якоря; $P_{\rm xx}$ — мощность потерь холостого хода; $P_{\rm mex} = P_{\rm 3M}$ — полная механическая мощность; $P_{\rm 3M}$ — электромагнитная мощность; P_2 — полезная механическая мощность на валу.

Нетрудно убедиться, что индуцированная ЭДС направлена истречно относительно тока I_a , а следовательно, и относительно подведенного к обмотке якоря напряжения. На этом основании ЭДС E_a называют обратной или противоЭДС. Поэтому приложенное к двигателю напряжение Uбудет уравновешиваться пропивоЭДС E_a и падением напряжения в цепи якоря, а уравнение электрического равновесия будет иметь следующий вид:

$$U = E_a + I_a R_a. \tag{3.1}$$

В общем случае последовательно с обмоткой якоря может быть включено добавочное, например, регулировочное, сопротивление *R*_p. Тогда

$$U = E_a + I_a(R_a + R_p) = C_e n \Phi + I_a(R_a + R_p)$$
(3.2)

$$I_a = \frac{U - E_a}{(R_a + R_p)} = \frac{U - C_e n \Phi}{(R_a + R_p)}.$$

Уравнения (3.1) и (3.2) являются уравнениями равновесия ЭДС двигателя постоянного тока при n = const. Необходимо отмстить, что при номинальном режиме работы приложенное напряжение *U* на 90—97% уравновешивается противоЭДС.

В общем случае в системах автоматического управления двигатель работает в переходном режиме, при котором ток в якоре I_a противоЭДС E_a и скорость вращения *n* непрерывно меняются. В этих условиях в цепи якоря возникает ЭДС

$$e_t = -L_a \frac{di_a}{dt},$$

где L_a — индуктивность цепи якоря.

Тогда с учетом переходного процесса уравнение равновесия ЭДС может быть записано в следующем виде:

$$u = e_a + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt}.$$
(3.3)

3.3. Уравнение равновесия моментов двигателя постоянного тока

Электромагнитный момент двигателя M так же, как и генератора, создается в результате взаимодействия основного магнитного поля Φ и тока в обмотке якоря с той только разницей, что в генераторе момент M является тормозящим, а в двигателе — врашающим. По аналогии с генераторами этот момент определяется из выражения

$$M = \frac{Np}{2\pi a} I_a \Phi = C_e I_a \Phi.$$
(3.4)

На валу двигателя в общем случае действуют следующие мо-менты: электромагнитный вращающий момент *M*; момент холос-того хода M_{xx} ; полезный момент M_1 ; динамический момент M_j . Момент холостого хода M_{xx} существует при любом режиме ра-

боты двигателя и определяется трением в подшипниках, трением щеток о коллектор, вентиляцией и потерями в стали. Момент M_{xx} по сравнению с номинальным полезным моментом невелик (2–6% номинального) и является тормозным.

Полезный момент M_1 , обусловленный рабочей машиной, как правило, является тормозным, т. е. направленным встречно относительно вращающего момента. Динамический момент возникает при всяком изменении

скорости вращения и определяется формулой

$$M_j = J \frac{d\omega}{dt},\tag{3.5}$$

где J — момент инерции всех вращающихся частей, который обычно приводится к валу двигателя; ω — угловая скорость врашения.

Зависимость между вращающим моментом двигателя и тормозными моментами на его валу определяется законом равновесия моментов, согласно которому вращающий момент двига-теля в любых условиях и в любой момент времени уравновешивается совокупностью тормозных моментов на его валу. Таким образом,

$$M = M_{xx} + M_1 \pm M_j = M_{ct} \pm M_j, \qquad (3.6)$$

где сумма $M_{xx} + M_1$ составляет статический момент сопротивления на валу двигателя M_{cr} . Знак «плюс» или «минус» у динамического момента определяется характером изменения скорости: при увеличении скорости M_j складывается с моментом M_{cr} (знак «плюс»), а при уменьшении скорости M_j действует против момента M_{cr} (знак «минус»).

При равномерной скорости вращения якоря (n = const) момент $M_i = 0$. Тогда

$$M = M_{\rm cr} = M_{\rm xx} + M_{\rm b}, \tag{3.7}$$

г. е. при установившемся режиме работы вращающий момент авигателя и статический момент сопротивления на его валу находятся во взаимном равновесии.

3.4. Приведение моментов инерции к валу двигателя

Так как моменты инерции всех вранающихся частей приводятся к валу анигателя, выведем формулу приведения.

Пусть требуется привести момент инерции рабочего механизма $J_{p,M}$, сослиненного с валом двигателя через замедляющий редуктор с передаточным числом q (рис. 3.3).



Рис. 3.3. Схема соединения двигателя с рабочим механизмом посредством редуктора

Известно, что кинетическая энергия рабочего механизма

$$W_{\rm k p,M} = \frac{J_{\rm p,M}\omega_2^2}{2}.$$

Эта энергия, приведенная к валу двигателя, будет определяться выражением

$$W_{\mathrm{K}\,\mathrm{p.M}}^{\prime}=\frac{J_{\mathrm{p.M}\,\mathrm{np}}\,\omega_{1}^{2}}{2},$$

пле *J*_{р.м пр}— приведенный момент инерции рабочего механизма к палу двигателя.

На основании закона о сохранении энергии можем написать

$$W_{\rm kp.M} = W_{\rm kp.M}'$$

11/11

$$\frac{J_{\rm p,m}\omega_2^2}{2} = \frac{J_{\rm p,m\, np}\omega_1^2}{2} \,,$$

откуда

$$J_{p,M,np} = J_{p,M} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 = J_{p,M} \frac{1}{q^2},$$
 (3.8)

Общий момент инерции $J = J_{дв} + J_{p.м np.}$

Под *M*_{ст} понимается момент сопротивления рабочего механизма, также приведенный к валу двигателя. Его можно найти из уравнения

$$M_{\rm ct\,p.m}\,\omega_2=M_{\rm ct}\,\omega_1.$$

Откуда

$$M_{\rm cr\,p,m} = M_{\rm cr} \frac{\omega_2}{\omega_1} = M_{\rm cr\,p,m} \frac{1}{q},$$
 (3.9)

Таким образом, динамический и статический моменты приводятся к валу двигателя для определения его динамических свойств.

3.5. Пуск в ход двигателей постоянного тока

Пуск в ход двигателей постоянного тока имеет ряд особенностей. В первый момент после включения двигателя в сеть якорь неподвижен (n = 0), и его ток определяется из выражения

$$I_a = \frac{U}{R_a}.$$

Если учесть, что для двигателей мощностью до $P_{\text{ном}} = 10 \text{ кBr}$ сопротивление цепи якоря $R_a = 0.05 - 1.0 \text{ Ом}$, то пусковой ток может превышать номинальный в 10–20 раз. Этот ток весьма опасен и для двигателя, и для сети.

Чтобы уменьшить величину пускового тока, пуск производят либо с помощью реостата, либо при пониженном напряжении. Сопротивление такого реостата определяется исходя из допустимой кратности тока, которая обычно берется в 2–3 раза большей номинального.

В системах радиоавтоматики и автоматического управления применяется якорное управление двигателями постоянного тока

с независимым возбуждением. Магнитный поток возбуждения создается независимым источником питания, а на обмотку якоря напряжение подается либо с тиристорного преобразователя, либо с магнитного усилителя, либо с ЭМУ, которое может плавно изменяться от нуля до номинального.

3.6. Рабочие характеристики двигателей постоянного тока

3.6.1. Двигатель с независимым и параллельным возбуждением

Эксплуатационные свойства двигателя определяются его рабочими характеристиками, под которыми понимают зависимость скорости вращения n, вращающего момента M от тока якоря I_a при U = const и $I_B = \text{const}$.

Схемы двигателей для снятия рабочих характеристик показаны на рис. 3.4, а рабочие характеристики — на рис. 3.5. Для объяснения рабочих характеристик используются уравнения равновесия ЭДС и моментов при установившемся режиме работы.



Рис. 3.4. Схемы двигателей: *а* — независимого; *б* — параллельного возбуждения



Рис. 3.5. Рабочие характеристики двигателей с независимым и параллельным возбуждением

Скоростная характеристика $n = f(I_a)$. Согласно уравнению равновесия ЭДС имеем

$$U = E_a + I_a R_a = C_e n \Phi + I_a R_a, \qquad (3.10)$$

откуда

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}.$$
(3.11)

При анализе характеристик размагничивающим действием реакции якоря пренебрегаем, так как исполнительные двигатели постоянного тока выполняются обычно с ненасыщенным магнитопроводом.

Так как по условию $U = U_{HOM} = \text{const}$ и $I_B = \text{const}$, то на скорость вращения двигателей с независимым и параллельным возбуждением влияет только один фактор — падение напряжения в цепи якоря $I_a R_a$. При увеличении тока нагрузки I_a падение напряжения увеличивается, в соответствии с этим скорость двигателей уменьшается.

Если n_{xx} — скорость вращения двигателей при холостом ходе, а n_{HOM} — номинальная скорость вращения при номинальной на-грузке, то

$$\Delta n_{\rm HOM} = \frac{n_{\rm XX} - n_{\rm HOM}}{n_{\rm HOM}} 100\%, \qquad (3.12)$$

где $\Delta n_{\text{ном}}$ — номинальное изменение скорости вращения двигателей, %.

Обычно $\Delta n_{\text{ном}} \approx 8\%$, поэтому скоростную характеристику двигателей с независимым и параллельным возбуждением называют жесткой (см. рис. 3.5).

Моментная характеристика $M = f(I_a)$. Согласно уравнению равновесия моментов при установившемся режиме работы имеем

$$M = C_{\rm M} I_a \Phi = M_{\rm xx} + M_{\rm I} = M_{\rm cr}.$$

При холостом ходе $M = M_{xx} = C_{M}I_{axx}\Phi = ab$ (рис. 3.5). Так как при снятии рабочих характеристик двигателей с независимым и параллельным возбуждением скорость вращения и магнитный поток остаются практически постоянными, то можно считать, что

$$M_{\rm xx} = \frac{P_{\rm xx}}{\omega_{\rm xx}} = \frac{P_{\rm Mex} + P_{\rm cT}}{2\pi \frac{n_{\rm xx}}{60}} \approx {\rm const} \,.$$

Обычно $\Phi \approx \text{const}$, соответственно $I_{\text{в}} = \text{const}$, поэтому зависимость $M = f(I_a)$ представляет прямую, выходящую из точки *b*. Характеристика полезного момента $M_1 = f(I_a)$ идет ниже характеристики $M = f(I_a)$ на величину момента холостого хода M_{xx} .

3.6.2. Двигатель с последовательным возбуждением

Под рабочими характеристиками сериесных двигателей по-

 $n, M = f(I_a)$ при $U = U_{\text{ном}} = \text{const.}$

Схема двигателя изображена на рис. 3.6.

Скоростная характеристика. Так как ток возбуждения послеловательного двигателя равен току якоря I_a и одновременно изменяется с ним, то магнитный поток Φ зависит от нагрузки и по составляет его характерную особенность.

При малых и средних нагрузках магнитная цепь двигателя является ненасыщенной, в этом случае $\Phi \equiv I_a$ и, следовательно,

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}$$

или, заменив $C_e \Phi = C' I_a$, получим

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C' I_a} = \frac{U}{C' I_a} - \frac{R_a}{C'},$$
 (3.13)

где C' — новый постоянный коэффициент, учитывающий пропорциональную зависимость между магнитным потоком и током якоря.

Следовательно, скоростная характеристика имеет гиперболический характер (участок 1-2 на рис. 3.7).

При увеличении тока якоря I_a магнитная система двигателя насыщается и скорость вращения *n* начинает изменяться медленнее, чем по гиперболе (участок 2–3 на рис. 3.7).

При уменьшении нагрузки двигателя последовательного позбуждения скорость вращения резко увеличивается и при нагрузке меньше 25% номинальной может достигнуть опасных для двигателя значений, или, как говорят, «идти в разнос». Это может привести к разрыву бандажей, порче обмотки якоря и т. д. Поэтому работа последовательного двигателя или его пуск при нагрузке на валу меньше 25% номинальной педопустимы.





Рис. 3.6. Схема двигателя последовательного возбуждения

Рис. 3.7. Рабочие характеристики двигателя последовательного возбуждения

Резко выраженная зависимость скорости вращения последовательного двигателя от нагрузки составляет его отличительное свойство. Такую характеристику принято называть мягкой.

Моментная характеристика $M = f(I_a)$. Так как $M = C_{M}I_a\Phi$, то при слабом насыщении стали $\Phi \equiv I_a$ и $M \equiv f_a^2$, т. е. моментная характеристика двигателя последовательного возбуждения представляет в этих условиях параболу (участок I-2 на рис. 3.7). По мере увеличения тока I_a сталь двигателя насыщается, а кривая момента по сравнению с параболой растет все медленнее (участок 2-3 на рис. 3.7).

Свойство двигателя последовательного возбуждения развивать момент, приблизительно пропорциональный квадрату тока, имеет важное значение, особенно в тех случаях, когда нужен большой пусковой момент (краны, электровозы, городской электротранспорт, вращение антенн и т. п.) и там, где необходима большая (до 300%) перегрузочная способность двигателя.

3.6.3. Двигатель смешанного возбуждения

Схема двигателя смешанного возбуждения аналогична схеме двигателя параллельного возбуждения с добавлением последовательной обмотки.

Соотношение МДС обмоток возбуждения параллельной и последовательной выбирается так, что одна из них является основной (не менее 70% МДС машины), а другая — дополнительной (30% всей МДС).

Если основной обмоткой является параллельная, то двигатель называется двигателем параллельно-последовательного позбуждения, если же основная обмотка — последовательная, то двигатель — последовательно-параллельного возбуждения. Рабочие характеристики при этом занимают промежуточное положение между рабочими характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения. Таким образом, рабочие характеристики двигателя смешанного возбуждения приближаются к характеристикам двигателя параллельного или последовательного возбуждения в зависимости от того, какая из обмоток возбуждения играет главную роль.

3.7. Механические и регулировочные характеристики исполнительных двигателей постоянного тока при якорном управлении

Якорное управление является основным управлением в САУ РЭС. При якорном управлении в исполнительных двигателях обмоткой управления служит обмотка якоря. Магнитный поток возбуждения $\Phi_{\rm B}$ создается током по обмотке возбуждения главных полюсов (рис. 3.8, *a*) либо постоянными магнитами (рис. 3.8, *б*). В первом случае обмотка возбуждения постоянно подключена к независимому источнику постоянного тока с напряжением $U_{\rm B}$, равным номинальному. Поэтому $\Phi_{\rm B}$ = const. Регулирование скорости вращения осуществляется изменением напряжения $U_{\rm y}$ на зажимах якоря.

Как и при объяснении рабочих характеристик, при анализе механических и регулировочных характеристик считаем, что $\Phi_{\mu} = \text{const}$ и не зависит от нагрузки двигателя.

Механические характеристики двигателей постоянного тока с независимым возбуждением — это зависимости

$$n = f(M)$$
 при $U_{\rm B}$ и $U_{\rm y} = {\rm const.}$

Известно, что скорость вращения двигателя определяется из выражения U = I R

$$n=\frac{U-I_{a}R_{a}}{C_{e}\Phi_{B}}.$$

Так как $M = C_{\rm M} I_a \Phi_{\rm B}$, то

$$I_a = \frac{M}{C_{\rm M} \Phi_{\rm b}}.$$
 (3.14)

Подставляя (3.14) в выражение для скорости вращения, имеем

$$n = \frac{U_y}{C_e \Phi_{\rm B}} - \frac{MR_a}{C_e C_{\rm M} \Phi_{\rm B}^2} = n_{\rm xx} - \Delta n, \qquad (3.15)$$

где $n_{xx} = \frac{U_y}{C_e \Phi_B}$ — скорость вращения двигателя при холостом

ходе, если пренебречь небольшим падением напряжения в цепи якоря $I_{a xx} R_a$; Δn — уменьшение скорости соответственно моменту M и сопротивлению цепи якоря R_a .

Исходя из (3.15) механическая характеристика представляет собой прямую, наклонную к оси абсцисс (рис. 3.9). Эта характеристика называется естественной, так как сопротивление, включенное последовательно с обмоткой якоря, $R_{\mu} = 0$.

В общем случае последовательно в цепь якоря может быть включено добавочное сопротивление $R_{\rm a}$. Это может быть балластное регулировочное сопротивление или внутреннее сопротивление источника тока (например, ЭМУ). При этом добавочное сопротивление у двигателя так рассматривать следует тогда, когда его мощность соизмерима с мощностью источника, что характерно для систем электропривода с ЭМУ.

В этом случае уравнение (3.15) принимает вид

$$n = \frac{U_{y}}{C_{e} \Phi_{B}} - \frac{M(R_{a} + R_{n})}{C_{e} C_{M} \Phi_{B}^{2}} = n_{xx} - \Delta n', \qquad (3.16)$$



Рис. 3.8. Схемы включения исполнительных двигателей постоянного тока при якорном управлении



Рис. 3.9. Механические характеристики исполнительного двигателя с якорным управлением

а наклон характеристики будет большим. На рис. 3.9 показано семейство характеристик, соответствующих различным добапочным сопротивлениям (большему $R_{\rm A}$ соответствует больший угол наклона) и называемых искусственными механическими характеристиками.

Если снять характеристику без добавочного сопротивления, но при меньшем напряжении управления, то она пойдет ниже и параллельно естественной, снятой при $U_y = U_{yH}$. Это объяснястся тем, что скорость вращения двигателя при холостом ходе пропорциональна напряжению управления

$$n_{\rm xx} = \frac{U_{\rm y}}{C_e \Phi_{\rm B}} \equiv U_{\rm y}.$$

Аналогично можно получить семейство характеристик, паразлельных любой из искусственных характеристик, если дать разные U_v при R_n = const.

Таким образом, механическую характеристику двигателей можно изменять, вводя добавочные сопротивления в цепь якоря или изменять напряжение управления в этой цепи.

Из механических характеристик следует, что при плавном уменьшении полезной нагрузки до нуля, а также при внезапном сбросе нагрузки скорость вращения двигателя увеличится до небольшого значения n_{xx} , которое не намного больше $n_{\rm H}$. Следовате пью, сброс нагрузки не опасен для двигателя с независимым по буждением (а также для шунтового двигателя).

Регулировочные характеристики — это зависимости:

 $n = f(U_v)$ при $U_{ct} = \text{const}$ и $U_B = \text{const}$.

Двигатели постоянного тока обладают очень ценным свойспом широкой и плавной регулировки скорости вращения, благодаря которому они находят большое применение в следящих системах РЭС.

Из формулы

$$n = \frac{U_{y}}{C_{e} \Phi_{B}} - \frac{M(R_{a} + R_{n})}{C_{e} C_{M} \Phi_{B}^{2}} = n_{xx} - \Delta n'$$
(3.17)

следует, что скорость вращения двигателя при постоянном моменте сопротивления на его валу можно регулировать следуюнними тремя способами:

1) изменением напряжения, подводимого к обмотке якоря U_y;

2) изменением магнитного потока $\Phi_{\rm B}$, т. е. изменением тока в обмотке возбуждения $I_{\rm B}$ ($U_{\rm B}$);

3) изменением сопротивления в цепи якоря, например посредством включения в цепь якоря добавочных сопротивлений.

В САУ, РЛС и АСУ РЭС используется первый способ регулирования, обеспечивающий возможность регулирования скорости в широких пределах и по линейному закону. Напряжение на якорь двигателя обычно подается с усилителей, преобразователей и изменяется в соответствии с изменением входного сигнала, подаваемого на их входы.

Вначале рассмотрим регулирование скорости вращения изменением напряжения, подводимого к обмотке якоря U_v.

Из (3.17) следует, что регулировочная характеристика $n = f(U_y)$ при $M_{cr} = \text{const}$, $\Phi = \text{const}$ и $R_a = \text{const}$ выражается уравнением прямой. При $M_{cr} = 0$ (идеальный случай, когда механические потери в двигателе равны нулю) регулировочная характеристика проходит через начало координат (рис. 3.10).



Рис. 3.10. Регулировочные характеристики исполнительного двигателя с якорным управлением

При изменении полярности напряжения управления U_y направление вращения двигателя изменяется на обратное (происходит реверсирование двигателя). Это объясняется тем, что изменяется знак врашающего момента на валу $M = C_M I_a \Phi$. (Для изменения направления вращения можно изменить полярность полюсов.)

При одновременном изменении направления тока в обмотке позбуждения и в обмотке якоря направление вращения двигатетя не изменяется, это дает возможность работать коллекторным анигателям и от сети переменного тока. Такие двигатели называются универсальными. В системах автоматического управления РЭС они применяются в качестве вспомогательных.

Достоинством коллекторных двигателей является то, что они позволяют при частоте 50 Гц получить весьма высокую скорость пращения (до 20 000 об/мин).

При других значениях статического момента (M_{ct1} , M_{ct2}) регупировочные характеристики идут параллельно первой ($M_{ct} = 0$) и отсекают на оси абсцисс отрезки U_{tp1} , U_{tp2} . Напряжения U_{tp} навываются напряжениями трогания. Физически это означаст, что анигатель может прийти во вращение не при сколь угодно малом напряжении, а при таком его значении, которое вызывает ток в якоре, достаточный для преодоления момента сопротивления. Лля определения величины напряжения трогания необходимо в (3.17) приравнять нулю *n* (считая, что $R_n = 0$)

$$\frac{U_{\rm y\,rp}}{C_e \Phi_{\rm B}} = \frac{MR_a}{C_e C_{\rm M} \Phi_{\rm B}^2},$$

откуда

$$U_{\rm y\, rp} = \frac{MR_a C_e \Phi_{\rm B}}{C_e C_{\rm M} \Phi_{\rm B}^2} = \frac{MR_a}{C_{\rm M} \Phi_{\rm B}}.$$
(3.18)

Учитывая, что

$$E_a = C_e n \Phi_{\rm B} = 0, \text{ a } U_{\rm y \, rp} = E_a + I_a R_a,$$

10

$$U_{\rm y\,TD} = I_a R_a \,. \tag{3.19}$$

Напряжение трогания прямо пропорционально моменту сопротивления. Численно напряжение трогания равно падению напряжения на внутреннем сопротивлении якоря $(I_a R_a)$.

На рис. 3.10 $M_{ct2} > M_{ct1}$ и $U_{ytp2} > U_{ytp1}$. Напряжение трогания является источником ошибок в следящих системах, так как сигнал управления $U_y < U_{ytp1}$, подаваемый на якорь двигателя, не вызывает вращения якоря. Для исполнительных двигателей как постоянного, так и переменного тока величина U_{ytp1} не должна превышать 5% номинального напряжения (U_{ytp0}).

При $U_{y \text{ ном}}$, подведенном к обмотке якоря, скорость вращения внинсит от статического момента на валу двигателя. При этом
чем больше статический момент, тем меньше скорость двигателя $n_2 \le n_1$.

При идеальном холостом ходе ($M_{ct} = 0$) скорость двигателя имеет максимальное значение n_{xx} при данном напряжении управления U_{y} . Величину n_{xx} можно получить, приняв в (3.17) $M_{ct} = 0$

$$n_{\rm xx} = \frac{U_{\rm y \, HOM}}{C_e \Phi_{\rm B}}.\tag{3.20}$$

Следовательно, скорость вращения идеального двигателя при холостом ходе пропорциональна напряжению, подводимому к обмотке якоря.

Крутизна регулировочной характеристики

$$tg\alpha = \frac{n_{XX}}{U_{Y HOM}} = k_{AB}.$$
 (3.21)

где *k*_{дв} — коэффициент передачи (усиления) двигателя.

Достоинствами рассмотренного способа регулирования являются линейность, плавность и большие пределы изменения скорости вращения. Практически скорость двигателя можно изменять от нуля до 1,5 *n*_{ном}.

Верхний предел скорости вращения ограничивается механической прочностью двигателя. Кроме того, при таком методе регулирования практически отсутствует самоход, т. е. при $U_y = 0$, $I_a = 0$, M = 0, и якорь останавливается.

К исполнительным двигателям постоянного тока с якорным управлением относятся и двигатели с постоянными магнитами, так как для этих двигателей магнитный поток практически не меняется.

Недостатком такого способа регулирования является необходимость иметь отдельный источник питания, напряжение которого можно изменять в широких пределах, либо ставить громоздкие реостаты, обусловливающие большие потери мощности.

3.8. Регулировочная характеристика двигателя постоянного тока при полюсном управлении

При полюсном управлении исполнительными двигателями обмоткой управления служит обмотка главных полюсов, а на

обмотку якоря постоянно подается номинальное напряжение от независимого источника. Управление скоростью вращения якоря осуществляется изменением напряжения управления U_s на зажимах обмотки главных полюсов. Однако необходимо отметить, что полюсное управление исполнительными двигателями постоянного тока практически не находит применения в САУ РЭС. Этот метод регулирования скоростью вращения нашел применение в электрифицированном электроприводе с пригателями параллельного и последовательного возбуждения. Поэтому ограничимся кратким рассмотрением этого метода ретулирования. Согласно (3.15) имеем

$$n = \frac{U_{a \text{ HOM}}}{C_e \Phi_{\text{B}}} - \frac{MR_a}{C_e C_{\text{M}} \Phi_{\text{B}}^2} = n_{\text{xx}} - \Delta n,$$

гие $U_{a \text{ ном}}$ — напряжение на обмотке якоря.

При постоянном моменте на валу скорость вращения двигателя при изменении магнитного потока будет изменяться по гиперболе.

На рис. 3.11 показана регулировочная характеристика, снятая при номинальном токе якоря. Из регулировочной характеристики видно, что при малых значениях токов возбуждения, а тем более при обрыве цепи возбуждения ($I_n = 0$, а $\Phi_B = \Phi_{oct}$), скорость врашения двигателя сильно возрастает, что приводит к разносу двигателя.

Вращающий момент в том случае, когда напряжение управления и, стало оыть, ток управления равны нулю, сомается за счет взаимодействия потока остаточного намагничивания и тока



Рис. 3.11. Регулировочная характеристика исполнительного двигателя при полюсном управлении

п якоре. Следовательно, при полюсном управлении возможен самоход двигателя, т. е. при снятом напряжении с обмотки возбуждения двигатель будет продолжать работать. Такие двигатели не пригодны для систем автоматического управления.

3.9. Динамические характеристики исполнительного двигателя постоянного тока при якорном управлении

Рассмотрим динамические свойства двигателя постоянного тока с независимым возбуждением совместно с нагрузкой (рабочим механизмом), параметры которой приведены к валу двигателя, при управлении со стороны обмотки якоря (рис. 3.12).



Рис. 3.12. Переходные характеристики исполнительного двигателя при якорном управлении

Рассмотрим вначале динамические свойства двигателя в случае, когда его входной величиной является напряжение U_y , а выходной — угловая скорость вращения $\omega_{\rm дв}$. При этом будем считать, что магнитный поток возбуждения остается постоянным (размагничивающим действием реакции якоря пренебрегаем).

При ступенчатом изменении напряжения, подведенного к обмотке якоря U_{yy} угловая скорость двигателя $\omega_{дв}$ не может мгновенно достигнуть установившегося значения вследствие механической инерции, обусловленной моментом инерции всех вращающихся масс, и электромагнитной инерции, обусловленной индуктивностью цепи якоря двигателя. Следовательно, при выводе дифференциального уравнения, описывающего динамические процессы в двигателе, исходными являются уравнения равновесия моментов и ЭДС.

Уравнение равновесия моментов

$$M = M_{\rm cr} + M_j = M_{\rm cr} + J \frac{d\omega_{\rm IB}}{dt}, \qquad (3.22)$$

где J — общий момент инерции, приведенный к валу двигателя, кг · м².

Уравнение равновесия ЭДС

$$U_{y} = e_a + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt}, \qquad (3.23)$$

гле L_a — индуктивность цепи якоря, Гн.

Так как на переходный процесс главное влияние оказываст динамический момент, для упрощения анализа принимаем $M_{11} = 0$. Тогда

$$M = M_j = J \frac{d\omega_{\rm AB}}{dt}.$$
 (3.24)

Учитывая, что

$$M = C_{\rm M} I_a \Phi$$

 $\Pi \Phi_{\mu} = \text{const}, \text{ to}$

$$M = C'_{\rm M} I_a,$$

откуда

$$I_{a} = \frac{M}{C'_{\rm M}} = \frac{1}{C'_{\rm M}} J \frac{d\omega_{\rm AB}}{dt}.$$
 (3.25)

$$e_a = C_e n \Phi_{\rm B}.$$

Обычно в системах автоматического управления и регулировання РЭС приходится иметь дело с угловой скоростью вращения

$$\omega_{\rm gr} = \frac{2\pi n_{\rm gr}}{60}, \text{ откуда} \quad n_{\rm gr} = \frac{60\omega_{\rm gr}}{2\pi}.$$

$$e_{_{\mathrm{AB}}} = e_a = \frac{Np}{a\,60} \frac{60\omega_{_{\mathrm{AB}}}}{2\pi} \Phi_{_{\mathrm{B}}} = \frac{Np}{2\pi a} \omega_{_{\mathrm{AB}}} \Phi_{_{\mathrm{B}}} = C'_e \omega_{_{\mathrm{AB}}} \Phi_{_{\mathrm{B}}},$$

130

$$C'_e = \frac{Np}{2\pi a} = C_{_{\rm M}}.$$

Таким образом

$$e_{\rm дB} = e_a = C_{\rm M} \omega_{\rm дB} \Phi_{\rm B} = C'_{\rm M} \omega_{\rm дB}.$$
 (3.26)
Іолставляя (3.25) и (3.26) в (3.23), имеем

$$U_{y} = C'_{M}\omega_{BB} + \frac{R_{a}J}{C'_{M}}\frac{d\omega_{BB}}{dt} + \frac{L_{a}J}{C'_{M}}\frac{d^{2}\omega_{BB}}{dt^{2}}.$$
 (3.27)

Это и есть дифференциальное уравнение, или уравнение динамики второго порядка, описывающее динамические процессы в двигателе в переходный период. В соответствии с принятой формой записи уравнение равновесия (3.27) запишем следующим образом:

$$\frac{L_a J}{C'_{\rm M}} \frac{d^2 \omega_{\rm AB}}{dt^2} + \frac{R_a J}{C'_{\rm M}} \frac{d \omega_{\rm AB}}{dt} + C'_{\rm M} \omega_{\rm AB} = U_{\rm y}.$$
(3.28)

Так как в уравнении динамики выходная величина должна быть с коэффициентом, равным 1, то, разделив левую и правую части уравнения (3.28) на $C'_{\rm M}$, получим

$$\frac{L_a J}{C_{M}^{\prime 2}} \frac{d^2 \omega_{_{\rm AB}}}{dt^2} + \frac{R_a J}{C_{_{\rm M}}^{\prime 2}} \frac{d \omega_{_{\rm AB}}}{dt} + \omega_{_{\rm AB}} = \frac{1}{C_{_{\rm M}}^{\prime}} U_{_{\rm Y}}.$$
 (3.29)

Умножив и разделив коэффициент при старшей производной в (3.29) на *R*_a, получим

$$\frac{L_a}{R_a} \frac{R_a J}{C_{\rm M}^{\,2}} \frac{d^2 \omega_{\rm AB}}{dt^2} + \frac{R_a J}{C_{\rm M}^{\,2}} \frac{d \omega_{\rm AB}}{dt} + \omega_{\rm AB} = \frac{1}{C_{\rm M}^{\,\prime}} U_{\rm y}, \qquad (3.30)$$

где $\frac{L_a}{R_a} = T_9 - 3$ лектромагнитная постоянная времени, с; (3.31)

$$\frac{R_a J}{C_{M}^{\prime 2}} = T_{M}$$
 – электромеханическая постоянная времени, с; (3.32)

 $\frac{1}{C'_{M}} = k_{_{AB}} -$ коэффициент усиления (передачи) двигателя, (3.33)

причем

$$\kappa_{\rm AB} = \frac{\omega_{\rm AB}}{e_a} = \frac{\omega_{\rm AB}}{C_e n_{\rm AB} \Phi_{\rm B}} = \frac{\omega_{\rm AB}}{C_{\rm M} n_{\rm AB} \Phi_{\rm B}} = \frac{\omega_{\rm AB}}{C_{\rm M} \omega_{\rm AB}}.$$

Подставив (3.31), (3.32) и (3.33) в (3.30), получим

$$T_{\rm g}T_{\rm M} \frac{d^2 \omega_{\rm AB}}{dt^2} + T_{\rm M} \frac{d \omega_{\rm AB}}{dt} + \omega_{\rm AB} = k_{\rm AB} U_{\rm y}. \tag{3.34}$$

Дадим объяснение электромеханической постоянной времени *T*_м. Если рассматривать переходный процесс запуска исполнительного двигателя постоянного тока с маховиком, для которого момент инерции очень большой, то электромагнитной постоянной времени T_3 можно пренебречь ($T_M >> T_3$). Тогда уравнение динамики (3.34) принимает следующий вид:

$$T_{\rm M} \frac{d\omega_{\rm nB}}{dt} + \omega_{\rm nB} = k_{\rm nB} U_{\rm y}, \qquad (3.35)$$

т. е. становится дифференциальным уравнением первого порядка. В этом случае разгон двигателя будет происходить по экспоиенте (рис. 3.13).



Рис. 3.13. Переходная характеристика исполнительного двигателя при якорном управлении в пренебрежении *T*₃

Исходя из рис. 3.13, $T_{\rm M}$ является временем разгона двигателя при неизменном моменте, равном пусковому $M_{\rm n}$. Ускорение при этом постоянно и равно $\frac{M_{\rm n}}{J}$. Тогда время разгона двигате-

ля до установившегося значения ω_{0,} или электромеханическая постоянная времени

$$T_{\rm M} = \frac{\omega_{\rm AB0}}{\frac{M_{\rm m}}{J}} = J \frac{\omega_{\rm AB0}}{M_{\rm m}}, \qquad (3.36)$$

$$M_{\Pi} = C_{M} I_{a \Pi} \Phi_{B} = C'_{M} I_{a \Pi} = C'_{M} \frac{U_{y H}}{R_{a}}$$

$$\omega_{\rm AB0} = \frac{U_{\rm yH}}{C'_{\rm M}} \quad (U_{\rm yH} \approx e_a = C'_{\rm M} \omega_{\rm AB0}).$$

где

Таким образом

$$T_{\rm M} = \frac{R_a J}{{C_{\rm M}'}^2}.$$

Дифференциальное уравнение или уравнение динамики (3.34) приведем к виду дифференциального уравнения колебательного звена (колебательное звено, как известно, описывается дифференциальным уравнением второго порядка)[8]

$$T^{2} \frac{d^{2} \omega_{\scriptscriptstyle AB}}{dt^{2}} + 2\xi T \frac{d \omega_{\scriptscriptstyle AB}}{dt} + \omega_{\scriptscriptstyle AB} = k_{\scriptscriptstyle AB} U_{\rm y}, \qquad (3.37)$$

где $T = \sqrt{T_{3}T_{M}}$ — постоянная времени;

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{\rm M}}{T_{\rm S}}}$$
 — относительный коэффициент затухания.

Как известно, в зависимости от значения относительного коэффициента затухания ξ двигатель постоянного тока можно представить следующими звеньями: колебательным, консервативным, неустойчивым колебательным или в виде двух последовательно соединенных апериодических (второго порядка).

Как правило, для исполнительных двигателей постоянного и переменного токов относительный коэффициент $0 < \xi < 1$ или $\xi > 1$. Следовательно, двигатель постоянного тока может быть представлен либо колебательным, либо апериодическим звеном второго порядка (см. рис. 3.12).

Передаточная функция колебательного звена

$$K_{\rm gr}(p) = \frac{\omega_{\rm gr}(p)}{U_{\rm y}(p)} = \frac{k_{\rm gr}}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}.$$
 (3.38)

Передаточная функция периодического звена второго порядка

$$K_{\rm gr}(p) = \frac{k_{\rm gr}}{(T_{\rm I}p+1)(T_{\rm I}p+1)}.$$
(3.39)

В большинстве схем автоматики РЭС индуктивность в цепи управления исполнительных двигателей постоянного тока очень мала. Поэтому для приближенных расчетов ею пренебрегают, и, следовательно, пренебрегают электромагнитной постоянной премени $T_{\mathfrak{P}}$. Тогда дифференциальное уравнение (3.34) второго порядка можно заменить дифференциальным уравнением перного порядка

$$T_{\rm M} \frac{d\omega_{\rm AB}}{dt} + \omega_{\rm AB} = k_{\rm AB} U_{\rm y}. \tag{3.40}$$

В этом случае исполнительный двигатель постоянного тока представляется апериодическим звеном, передаточная функция готорого

$$K_{\rm AB}(p) = \frac{k_{\rm AB}}{(T_{\rm M}p+1)}.$$
 (3.41)

В следящих системах, как отмечалось, выходной величиной янляется угол поворота β вала двигателя, который является интегралом от скорости вращения, т. е.

$$\beta = \int_{0}^{t} \omega_{\rm AB} dt. \qquad (3.42)$$

Исполнительный двигатель в этом случае выполняет функшии интегрирующего устройства.

Уравнение (3.42) в операторной форме (начальные условия нулевые) имеет вид

$$\beta(p) = \frac{1}{p} \omega_{_{\mathrm{AB}}}(p). \tag{3.43}$$

Тогда передаточная функция вала двигателя, преобразующето ов в в,

$$K_{\rm gb}(p) = \frac{1}{p}.$$
 (3.44)

Таким образом, двигатель постоянного тока представляется лиумя звеньями — колебательным и интегрирующим, а передаточная функция всего двигателя будет иметь вид

$$K_{\rm AB}(p) = \frac{\beta_{\rm AB}(p)}{U_{\rm y}(p)} = \frac{k_{\rm AB}}{(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)p}.$$
 (3.45)

Структурная (математическая) схема исполнительного двигателя постоянного тока представлена на рис. 3.14 [7].



Рис. 3.14. Структурная схема исполнительного двигателя постоянного тока

Основные технические данные исполнительных двигателей постоянного тока серий ПН, МИ, СЛ приведены в табл. 3.1–3.3.

Таблица 3.1. Основные технические данные двигателей постоянного тока серии ПН

Тип двига- теля	Номиналь- ная мощность, кВт	Номиналь- ное капря- жение, В	Номиналь- ная частота вращения, об/мин	Номи- нальный ток, А	Наибольшая частота вращения при ослаблении поля, об/мин	Момент инерции якоря, кг·м²
	0,7	110	2870	8,5	2870	0,12
	0,25	110	1440	3,5	2870	0,12
1111-2,5	0,7	220	2870	4,3	2870	0,12
	0,25	220	1440	1,75	2870	0,12
	1,0	110	2800	11,7	2800	0,3
	0,75	110	2000	9,0	2500	0,3
	0,52	110	1450	6,6	2000	0,3
	0,30	110	960	4,1	1920	0,3
ΠH-5	1,0	220	2800	5,85	2800	0,3
	0,75	220	2000	4,5	2500	0,3
	0,52	220	1450	3,3	2000	0,3
	0,30	220	960	2,1	1920	0,3
	2,4	110	2850	26,6	2850	0,8
	1,6	110	2000	18,0	2600	0,8
	1,0	110	1420	12,2	2500	0,8
	0,65	110	980	8,5	1960	0,8
ПН-10	2,4	220	2850	13,3	2850	0,8
	1,6	220	2000	9,0	2600	0,8
	1,0	220	1420	6,1	2500	0,8
	0,65	220	980	4,25	1960	0,8
	1,0	440	1450	3,0	1800	0,8

Internation of the second seco	.2. 001			данные д	Dini u i c		010/1110		
Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Номинальный ток якоря, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Мощность возбуждения, Вт	Момент инерции якоря, кг-м²	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Статический момент трения, Н-см	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом
	60	0,12	2,86	3000			0,46		223
МИ-11	110	0,12 0,1	1,53 1,22	3000 2000	19	0,06	1,48 3,0	10	642
	60	0,2	4,57	3000 2000			0,23 0.52	10	218
МИ-12	110	0,12 0,2 0,12	2,46 1,46	3000 2000	21	0,08	0,765 1,74		560
	60	0,25	5,6 4 3	3000			0.284		306
МИ-21	110	0,25 0,2	3,05 2,33	3000 2000	15 0,14		0,945 2,2	15	827
	60	0,37	8,2 5,5	3000 2000			0,195 0,36		264 934???
МИ-22	110	0,12 0,37 0,25 0,12	2,6 4,4 2,9 1,4	3000 2000 1000	16	0,16	1,44 0,546 1,29 4,58	15	790
	60	0,45 0,37	10,3 8,2	3000 2000			0,204 0,405		145
МИ-31	110	0,2 0,45 0,37 0,2	4,4 5,6 4,4 2,4	1000 3000 2000 1000	40	0,36	1,32 0,585 1,16 3,93	25	460

Таблица 3.2. Основные технические данные двигателей постоянного тока серии МИ

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, Вт	Номинальный ток возбуждения, А	Номинальный ток якоря, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальная вращаю- щий момент, Н.см	Момент инерции якоря, кг-см ²	Пусковой момент, Н.см	Статический момент трени Н.см	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Козффициент самоиндукции якоря
СЛ-121	110	5,0	0,07	0,21	4800	1,4	_	-	_	1030	130	_
СЛ-161	110	7,5	0,08	0,21	4800	2,1	_	-	_	1800	130	_
СЛ-221	110	13	0,05	0,35	3700	3,5	0,14	9,0	0,8	1750	117	230
СЛ-221А	110	13	0,05	0,35	3600	3,5	0,14	9,0	0,8	1750	117	230
СЛ-240	24	19	0,32	2,5	4500	4,0		_		—	—	_
СЛ-261	110	24	0,08	0,5	3600	6,5	0,2	20	0,8	1400	51	140
СЛ-261А	110	24	0,08	0,42	2500	6,5	0,2	20	0,8	1400	51	140
СЛ-281	24	26	0,26	2,4	5200	5	0,2	12,5	0,8	92	1,15	0,5
СЛ-321	110	38	0,11	0,7	3000	12,5	0,6	31	1,3	1010	25,8	130
СЛ-361	110	50	0,8	0,85	3000	16	0,7	40	1,3	1160	20,5	115
СЛ-369	110	55	—	0,9	3800	15	0,7	45	1,3	1160	15,2	90
СЛ-369А	110	55	—	0,1	3600	15	0,7	45	1,3	1160	15,2	90
СЛ-369Б	220	45	—	0,4	3800	12	0,7		—	_		_
СЛ-521	110	77	0,1	1,2	3000	25	1,7	65	3,5	820	8,5	58
СЛ-521К	110	20	_	0,5	1000	20	1,7	63,5	3,5	900	74	360
СЛ-569	110	175	0,11	2,2	3400	47,5	2,7	92,5	3,5	820	3,6	30
СЛ-569К	110	36	—	0,8	850	42	2,7	102	3,5	492	40	290
СЛ-571К	24	95	—	7	2200	42	2,7	75	3,5	29	0,31	2
СЛ-621	110	172	0,16	2,3	2400	70	6,75	125	3,8	560	3,0	35
СЛ-661	110	230	0,18	2,9	2400	92,5	9,35	155	3,8	520	1,75	25

Таблица 3.3. Основные технические данные двигателей постоянного тока серии СЛ

3.10. Магнитоэлектрические двигатели

Магнитоэлектрические двигатели используют как в приводах различных механизмов и машин, так и в системах автоматического управления и регулирования. Регулирование частоты вращения таких двигателей производят путем изменения напряжения питания, подводимого к якорной цепи двигателей.

Двигатели серии ДПМ являются двухполюсными электрическими машинами с возбуждением от внешнего кольцевого постоянного магнита и имеют якорь классической конструкции (пакет якоря набран из шихтованной электротехнической стаии). В отличие от двигателей серии ДПМ двигатели серии ДПР имеют полый якорь. Возбуждение двигателей осуществляют от расположенного внутри якоря двухполюсного цилиндрического постоянного магнита. Благодаря такой конструкции двигатели серии ДПР имеют более высокий КПД, больший срок службы и меньшую электромеханическую постоянную времени.

Схема включения магнитоэлектрического двигателя привелена на рис. 3.15. При подведении к цепи якоря напряжения U по обмотке якоря проходит ток I_a , создающий в результате взаимодействия с магнитным потоком постоянного магнита вращающий момент M, под действием которого якорь двигателя приходит во вращение.

Рабочие характеристики рассматриваемых двигателей с пестабилизированной частотой вращения n = f(M), $I_a = f(M)$, $P_1 = f(M)$, $P_2 = f(M)$, $\eta = f(M)$ представлены на рис. 3.16. Механические и регулировочные характеристики аналогичны соответ-



Рис. 3.15. Схема включения магнитоэлектрического двигателя



Рис. 3.16. Рабочие характеристики электродвигателей серии ДПМ и ДПР

ствующим характеристикам электрических двигателей независимого возбуждения (см. рис. 3.9) [43].

Практически пределы регулирования частоты вращения двигателей серии ДПМ составляют 1:5–1:10, двигателей серии ДПР — 1:1–1:20. Стабилизация частоты вращения таких двигателей основывается на поддержании постоянства некоторого среднего значения ЭДС якоря с помощью центробежного регулятора (ЦБР). Схемы включения двигателей серии ДПМ со стабилизированной частотой вращения приведены на рис. 3.17, *а*–*в*.



Рис. 3.17. Схемы включения двигателей серии ДПМ

Параметры элементов схем включения таких двигателей исполнения НЗ приведены в табл. 3.4. Частота пусков двигателей должна быть не более одного раза в 10 с. Реверсирование двигателей серии ДПМ стабилизированного исполнения не допускается.

Таолица .). 4. Элементы схем включения двигателей серии ді	аблица .	НТЫ СХЕМ ВКЛЮЧЕНИЯ ДВИГ	лей серии ДП	M
--	----------	-------------------------	--------------	---

Тип двигателя	<i>R</i> ₆ , Ом	<i>R</i> _{доп} , Ом	<i>С</i> , мкФ	Марка диода	<i>В</i> ₁ . Ом	Марка триода
ДПМ-20-НЗ-01	_	200 ≥2 B⊤	0,01 ≥100 B	—	_	_
ДПМ-20-НЗ-09	—	200 ≥2 B⊤	0,02 ≥100 B	_		_
ДПМ-20-НЗ-09	_	200 ≥2 Вт	0,01 _≥100 B	_		_

Тип двигателя	<i>R</i> _б , Ом	<i>R</i> _{доп} , Ом	<i>С</i> , мкФ	Марка диода	<i>R</i> ₁ , Ом	Марка триода
QNM-20-H3-09A	_	<u>750</u> ≥2 Вт	_	Д226	1100 ≥0,5 BT	∏304
дПМ-25-НЗ-01А	_	<u>390</u> ≥2 Bт	0,25 _≥100 B	Д226	_	_
ЦПМ-25-НЗ-01Б	—	<u>200</u> ≥2 Вт	0,01 _≥100 B	Д226	—	
ДПМ-25-Н3-02 А	_	<u>100</u> ≥1 Bτ	<u>1,0</u> ≥100 B	Д226	—	_
IUM-52-H3-03P	3 ≥4 BT	<u>100</u> ≥4 BT	0,01 _≥100 B	—		
ДПМ-30-НЗ-01	3 ≥3 Bт	<u>100</u> ≥2 Bτ	0,01 ≥100 B	—	_	_

Окончание табл. 3.4

Двигатели серий ДПМ и ДПР имеют несколько конструкгивных исполнений, например в табл. 3.5 приведены основные гехнические данные двигателя серии ДПМ-20 исполнений H1 и H2, а в табл. 3.6 –двигателя ДПР-2 тех же исполнений.

Таблица 3.5	. Основные	технические	данные	двигателей	серии	ДПМ-20	исполне-
ний Н1 и Н2							

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный вра- щающий момент. Н.см	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Номинальный ток холостого хода, А	Пусковой момент, Н.см	Пусковой ток, А	Момент холостого хода, Н·см	Напряжение трогания, В	Падение напряжения в щеточных контактах, В	Сопротивление обмотки якоря, Ом
ДПМ-20-H1/H2-01	29	0,05	9000	0,075	0,05	0,6	0,7	0,1	5,0	1,4	81
ДПМ-20-H1/H2-02	27	0,10	4000	0,07	0,05	0,2	0,25	0,09	7,0	1,4	218
ДПМ-20-Н1/Н2-04	6	0,02	2000	0,06	0,05	0,06	0,33	0,09	2,3	0,5	35,5
ДПМ-20-Н1/Н2-05	14	0,02	2000	0,05	0,04	0,1	0,14	0,09	6,0	0,5	218
ДПМ-2С-Н1/Н2-06	27	0,15	9000	0,15	0,06	0,6	1,0	0,1	4,2	1,4	54
ДПМ-20-Н1/Н2-07	27	0,2	6000	0,15	0,05	0,5	0,65	0,1	4,8	1,4	84
ДПМ-20-H1/H2-08	27	0,2	4500	0,15	0,06	0,4	0,4	0,09	5,5	1,4	132

Окончание табл. 3.5

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный вра- щающий момент, Н-см	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Номинальный ток холостого хода, А	Пусковой момент, Н.см	Пусковой ток, А	Момент холостого хода, Н-см	Напряжение трогания, В	Падение напряжения в щеточных контактах, В	Сопротивление обмотки якоря, Ом
ДПМ-20-H1/H2-11	12	0,15	9000	0,35	0,13	0,6	2,3	0,1	1,6	0,5	10
ДПМ-20-H1/H2-12	12	0,2	6000	0,3	0,12	0,5	1,7	0,1	1,75	0,5	14,9
ДПМ-20-Н1/Н2-12А	14	0,18	6000	0,25	0,11	0,5	1,1	0,1	2,6	0,5	28
ДПМ-20-H1/H2-13	12	0,15	4500	0,25	0,11	0,4	0,9	0,09	2,4	0,5	28
ДПМ-20-H1/H2-14	12	0,1	2500	0,1	0,05	0,2	0,35	0,09	3,4	0,5	71,5
ДПМ-20-H1/H2-16	6	0,1	9000	0,55	0,3	0,6	4,3	0,1	0,95	0,5	2,2
ДПМ-20-H1/H2-17	6	0,15	6000	0,5	0,25	0,6	2,6	0,1	1.15	0,5	4,0

Таблица 3.6. Основные технические данные двигателей серии ДПР-2 исполнений H1 и H2

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный вращаю- щий момент, Н.см	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Ток холостого хода, А	Момент холостого хода, Н.см	Пусковой момент, Н.см	Пусковой ток, А	Напряжение трогания, В	Падение напряжения в щеточных контактах, В	Сопротивление обмотки якоря, Ом
ДПР-2-H1/H2-01	12	0,1	9000	0,145	0,035	0,022	0,4	0,9	0,8	0,2	23
ДПР-2-Н1/Н2-02	12	0,12	6000	0,13	0,03	0,02	0,3	0,59	0,9	0,2	36,4
ДПР-2-H1/H2-05	6	0,1	9000	0,29	0,085	0,022	0,4	1,85	0,5	0,2	5,78
ДПР-2-H1/H2-06	6	0,1	6000	0,23	0,063	0,02	0,26	1,0	0,6	0,2	10,8
ДПР-2-Н1/Н2-07	6	0,1	4500	0,175	0,04	0,019	0,26	0,75	0,6	0,2	14,3

3.11. Малоинерционные двигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре [43]

Двигатели постоянного тока с печатными обмотками (ДПО) на дисковом якоре представляют интерес для следящих и регулируемых электроприводов. Основными преимуществами танах двигателей являются меньшие механическая и электромагпитная инерционности якоря. Якорь ДПО представляет собой укрепленный на валу тонкий диск из механически прочного и нагревостойкого изоляционного материала.

На обеих сторонах диска методом печатного монтажа нанесены плоские юпкие медные проводники обмотки. Радиальные участки 1 проводников (рис. 3.18) образуют активную зону обмотки. Изогнутые части 2 проводников вблизи кромки и центра дискового чкоря, необходимые для соединения активных проводников, образуют лооовые части обмотки, которые, будучи нанесенными на противоположные стороны диска, соединяются между



Рис. 3.18. Схема восьмиполюсной волновой печатной обмотки дискового якоря

собой через гальванизированные отверстия 3 (гальванические ыклепки).

Толщина печатного проводника значительно меньше его пирины. Поверхность печатных проводников, обращенная в сторону торцового воздушного зазора, сравнительно велика и лишена изоляции. Вследствие этого проводники печатной обмотки имеют лучшие условия охлаждения по сравнению с изолированными проводами, расположенными в пазу ферромагнитного якоря обычного исполнения, и допускают более изсокие плотности тока. В длительном режиме допустимая илотность тока в печатных обмотках составляет 30–40 А/мм², а в импульсном — 100–150 А/мм².

Число широких тонких активных проводников, нанесенных в один слой на каждой стороне диска, невелико, так как ограничено размерами диска. Поэтому в печатных якорях машин постоянного тока применяют простую волновую обмотку, позволяющую пыполнить якорь на необходимое напряжение.

В электрических машинах постоянного тока небольшой мощности (до 100—200 Вт) с печатным якорем при относительно малых частотах вращения нет необходимости в отдельном коласкторе. Щетки с малым контактным сопротивлением скользят испосредственно по неизолированной поверхности активных проводников печатного якоря. Для повышения износоустойчивости проводников, контактирующих со шеткой, применя-

ют специальные покрытия (родий, палладий и т. д.) толщиной в несколько микрометров. Совмещение функций коллектора и печатной обмотки упрощает и удешевляет двигатель. Масса печатного якоря ДПО, как правило, значительно мень ше массы якоря обычной конструкции эквивалентной по мощ ности машины постоянного тока. Меньше (в 2–4 раза) и момент инерции дискового печатного якоря. Схема конструкции ДПО изображена на рис. 3.19.

Литые постоянные магниты / цилиндрической формы с наконечником 6 в виде сектора кольца установлены в пазах кольцевого магнитопровода 2 из магнитомягкого материала. Часто постоянные магниты отливают в виде секторов цилиндрического кольца; при этом нет необходимости в полюсных наконечниках. Кольцо *3* является второй частью магнитопровода. Крепление постоянных магнитов *I* в пазах кольцеобразного магнитопровода *2* осуществляют склеиванием или пайкой. Аналогично крепят полюсные наконечники 6. Поверхности кольца 3 и наконечников 6 или самих полюсов, образующие торцовый воздушный зазор, при отсутствии наконечников тщательно выравнивают для обеспечения одинакового размера зазора и магнитной индукции под каждым полюсом. Магнитная система встраивается в крышки 7и 8 из немагнитного материала. В крышке 7 устанавливают щеточ-ный узел 5. Щетки через соответствующее отверстие в кольце 3 крепят непосредственно на активные проводники печатного якоря 4. Так как в ДПО условия коммутации облегчены, магнитная система не содержит дополнительных полюсов.

Рост мощности ДПО ограничен, так как при этом необходим больший диаметр печатного якоря при практической невозможности увеличения толщины диска, лимитированной размером не-магнитного зазора машины. Увеличение диаметра тонких дисков ограничено требованиями их механической прочности и термо-механической устойчивости против коробления. Кроме того, при этом возрастают биения и вибрации, а также снижается надежность машины, особенно при форсированных режимах. Высокие плотности тока приводят к относительно большому сопротивлению якоря ДПО, что резко уменьшает жесткость механических характеристик и заметно снижает КПД двигателя. Уменьшение активного сопротивления за счет увеличения толщины печатных проводников приводит к повышению момента инерции ротора и, следовательно, к снижению быстродействия ДПО. На рис. 3.20 приведены рабочие характеристики двух двигателей, различающихся только толщиной печатной обмотки. Сопронивление первого якоря в 5 раз больше сопротивления второго.

Двигатели с печатной обмоткой на дисковом якоре по сравнению с двигателями обычной конструкции имеют следующие преимущества:

• меньшую стоимость при массовом производстве ввиду устранения целого комплекса плохо поддающихся автоматизании работ, связанных с изготовлением обычной обмотки якоря;

• улучшенные динамические качества двигателя;

 незначительную электрическую инерционность печатной обмотки якоря;

 линейную механическую характеристику ДПО при малой частоте вращения двигателя;

 безыскровую коммутацию ввиду малой индуктивности и взаимной индуктивности одновитковой коммутируемой секнии;

• низкий уровень шумов и вибраций.

К числу недостатков ДПО можно отнести следующие:

• меньшую долговечность, обусловленную быстрым износом меди печатных проводников в месте установки коммутирующих щеток;



Рис. 3.19. Схема конструкции ДПО малой мошности с возбуждением от постоянных магнитов



• повышенный размер немагнитного зазора при электромагнитной системе возбуждения, приводящий к снижению общего КПД машины и увеличению тепловой нагрузки;

 потери на вихревые токи в печатной обмотке, соизмеримые с электромагнитной мощностью двигателя;

• повышенное сопротивление обмотки якоря вследствие высокой плотности тока в проводниках, что приводит к повышенным потерям в обмотке якоря и снижает жесткость механических характеристик двигателя.

3.12. Вентильные двигатели постоянного тока

3.12.1. Принцип действия и особенности вентильных двигателей [43]

Отмеченные в первых главах преимущества двигателей постоянного тока (хорошие регулировочные свойства, большой пусковой момент и др.) сопровождаются, к сожалению, такими недостатками, как малый срок службы, повышенная чувствительность к воздействиям окружающей среды, образование щеточной пыли и т. п. Эти недостатки связаны с наличием контакта в щеточно-коллекторном узле. Достижения полупроводниковой техники позволили создать двигатель, в котором щеточно-коллекторный узел заменен бесконтактным переключателем (коммутатором) на транзисторах или других полупроводниковых приборах, работающих в так называемом ключевом режиме. Такие двигатели получили название *вентильных или бесконтактных двигателей постоянного тока*.

Как правило, бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ) имеет инверсное исполнение, т. е. обмотку якоря располагают в пазах статора, а ротор представляет собой постоянный магнит с одной или двумя парами полюсов. Принцип действия такого двигателя удобно пояснить на схеме рис. 3.21, *a*, аналогичной схеме рис. 1.1, в которой два полукольца коллектора заменены транзисторными ключами $VT_1 - VT_4$, управляемыми датчиком положения ротора (ДПР).

Пусть VT_1 и VT_4 открыты, а VT_2 и VT_3 заперты и от источника постоянного тока по витку (обмотке) течет ток, создающий (по правилу буравчика) магнитный поток якоря Φ_a . Предположим, что ротор находится в положении, когда вектор его основно-

го потока Φ_0 , являющегося потоком возбуждения, направлен вверх. При таком расположении векторов магнитных потоков на ротор действует вращающий момент M, и ротор стремится новернуться так, чтобы потоки Φ_0 и Φ_a были направлены в одну сторону (рис. 3.21, δ). Если в этот момент времени ДПР переключит транзисторы, открыв VT_2 и VT_3 и закрыв VT_1 и VT_4 , то гок в витке изменится на противоположный, изменив направление вектора потока Φ_a на 180°. При этом ротор, повернувшись по инерции против часовой стрелки (рис. 3.21, δ), продолжает пращаться за счет вращающего момента M, образованного погоками Φ_a и Φ_0 , имеющими новое направление. Когда ротор постигнет положения, при котором потоки направлены, как показано на рис. 3.21, ϵ , ДПР (подобно полукольцам коллектора) переключит ток в обмотке на прежнее направление (рис. 3.21, a) и ротор будет продолжать вращаться.



Рис. 13.21. К пояснению принципа работы вентильного двигателя: *1* — обмотка якоря; *2* — ротор; *3* — датчик положения ротора

Очевидны серьезные недостатки такого устройства: перавномерность вращающего момента из-за скачкообразного изменения потока Φ_a на 180°, возможность остановки ротора или отсутствие пускового момента (рис. 3.21, δ , ϵ), а также неопределенность направления вращения ротора, если в момент нуска его поток Φ_0 был направлен, как показано на рис. 3.21, d. Радикальным способом устранения этих недостатков является переход на многосекционную обмотку. Однако это связано с

91

увеличением числатранзисторов и усложнением схемы. Компромиссным решением является введение трехсекционной обмотки с коммутатором из шести транзисторов (рис. 3.22).



Рис. 3.22. Схема расположения обмоток якоря, датчика положения ротора и силовых транзисторов вентильного двигателя серии МБ

Обмотка статора *I* представляет собой трехфазную обмотку, соединенную звездой (треугольником), подобно обмоткам асинхронных или синхронных машин. Ротор *2* выполнен из постоянного магнита (в общем случае ротор может быть возбужден электромагнитом). Изображенный двигатель имеет одну пару полюсов (имеются двигатели с двумя и тремя парами полюсов).

Полупроводниковый коммутатор представляет собой управляемый инвертор, подающий напряжение к фазным обмоткам *A*, *B* и *C* статора в зависимости от сигналов, поступающих с датчика ДПР, который в общем случае может быть трансформаторным, емкостным, оптическим и др. позиционным датчиком. На рис. 3.22 изображен трансформаторный ДПР.

Первичные обмотки 3 ДПР соединены последовательно (на рис. 3.22 эти соединения не показаны) и к ним подведено переменное напряжение частотой 5–30 кГц от вспомогательного маломощного генератора, выполненного в одном блоке с ком-

мутатором. Это напряжение трансформируется во вторичные обмотки ДПР, однако ЭДС в них изменяется в зависимости от угла поворота сердечника 4, жестко скрепленного с ротором 2. Сердечник представляет собой сектор из магнитомягкого материала. Во вторичных обмотках, магнитные цепи которых в данный момент замкнуты через магнитный сектор, наводится значительная ЭДС. В положении, изображенном на рисунке, такая ЭДС наводится в обмотках a, b' u c ДПР. В других вторичных обмотках (a', b u c') наводится лишь небольшая ЭДС помехи.

Транзисторы коммутатора работают в ключевом режиме. ЭДС с обмоток *a*, *b* и *c* датчика поступают на одноименные входы формирователей 5, в которых высокочастотный сигнал преобраустся в импульсы, отпирающие соответствующие транзисторы коммутатора. На рис. 3.23 открытые транзисторы VT_a , VT'_b и VT_c аштрихованы и через них к обмоткам статора подведено напряжение сети питания постоянного тока. При этом на обмотках *A* и *C* выделяется одна треть напряжения *U* (ввиду их параллельного соединения между собой и последовательного соединения с обмоткой *B*), а на обмотке *B* — две трети подводимого напряжения *U*. Стрелки у обмоток обозначают направление приложенных к обмоткам напряжений, а их длина — относительное значение этих напряжений. Если принять за положительное напряжение, приложенное плюсом к началу *н* обмотки, то положению ротора на рис. 3.22 соответствует положение *I* на рис. 3.23.



Рис. 3.23. Зависимости напряжений на фазных обмотках от времени

При повороте ротора 2 (см. рис. 3.22) и сектора 4 ДПР в направлении стрелки на 30 эл. град. транзистор VT_c закроется сигналом, поступающим с ДПР, а транзистор VT'_c откроется. Напряжение U перераспределится между обмотками так, как показано на рис. 3.23 (положение 2). Такое перераспределение происходит при повороте сектора 4 на каждые 60°, которым соответствуют положения 1-2-3-4-5-6-1 (рис. 3.23). Нетрудно видеть, что первые гармоники напряжений на обмотках статора, показанные штриховыми линиями на этом рисунке, образуют трехфазную систему, а следовательно, обмотка статора создает вращающееся магнитное поле, в котором с синхронной частотой вращается ротор.

Таким образом, рассматриваемый вентильный двигатель по принципу действия близок к синхронному двигателю, но обладает рядом особенностей.

Первая особенность вентильного двигателя заключается в том. что он обладает пусковым моментом в любом положении рото-



Рис. 3.24. Расположение векторов магнитных потоков в момент пуска

ра. На рис. 3.24 изображены векторы магнитных потоков, создаваемые обмотками *А*, *В* и *С* для положения ротора, показанного на рис. 3.22.

Для наглядности направления этих потоков приняты совпадающими с осями обмоток, а их значения — пропорциональными напряжениям, приложенным к обмоткам. Вектор $\Phi_{\Sigma a}$ представляет собой результирующий вектор магнитного поля якоря. Такое расположение поля якоря сохраняется и при любом другом положении ротора в зоне, соответствующей ±30° от изображенного на рис. 3.21. Из векторной диаграммы

рис. 3.23 очевидно, что при любом из положений ротора, соответствующих указанной зоне с направлениями его потока Φ_0 , Φ'_0 или Φ''_0 , на ротор действует пусковой момент, направленный против часовой стрелки и приводящий его во вращение.

Пройдя положение Φ_0'' , ДПР переключит обмотки статора так, что напряжения на них будут соответствовать положению 2 рис. 3.23. При этом векторы магнитных потоков статора и ротора окажутся расположенными подобно векторам $\Phi_{\Sigma a}$ и Φ_0' (рис. 3.23), сохраняя прежнее направление вращающего момента. По мере разгона ротора появляется и возрастает ЭДС, навотимая в обмотках статора. Эта ЭДС, противодействуя напряжению, приложенному к обмоткам, уменьшает ток в обмотках, что приводит к снижению вращающего момента. Когда вращающий момент двигателя уравновесит момент сопротивления, частота пращения ротора достигнет установившегося значения. Изменения момента сопротивления вызывают соответствующие изменсния частоты вращения, так же как это происходит в обычных двигателях постоянного тока. При этом ЭДС и ток в обмотках изменяются соответственно новому значению установившейся частоты вращения ротора.

Изменение частоты вращения ротора приводит к соответствующим изменениям частоты переключения транзисторов коммунатора и, следовательно, к таким изменениям частоты вращения поля статора, при которых ротор и поле статора имеют одинаковую синхронную частоту вращения. Эта частота вращения зависит также от напряжения сети: с увеличением U она растет, наводя в обмотках большую ЭДС. Таким образом, частота вращения ротора nи частота тока f в рассматриваемом двигателе являются функциями напряжения сети и нагрузки на валу, оставаясь связанными между собой соотношением, типичным для синхронной машины:

$$n(U, M_c) = 60f/p.$$
 (3.46)

Зависимость (3.46) является второй особенностью вентильных двигателей.

Третьей особенностью такого двигателя является постоянство сдвига фаз θ . В самом деле, из рассмотренного принципа асйствия видно, что фаза вектора $\dot{\Phi}_0$ определяется положением оси ротора, а фаза вектора основной гармоники напряжения каждой обмотки статора \dot{U}_1 — положением оси сектора ДПР (см. рис. 3.22). Так как ротор и сектор ДПР жестко связаны между собой, сдвиг фаз между векторами $\dot{\Phi}_0$ и \dot{U} неизменен. Поскольку вектор \dot{E}_0 отстает от вектора $\dot{\Phi}_0$ на 90°, то сдвиг указанных осей определяет и неизменность θ .

3.12.2. Векторная диаграмма и характеристики вентильных двигателей

Приложенное к каждой из обмоток статора напряжение имеет сложную ступенчатую форму (см. рис. 3.23). Однако, как показывает анализ, определяющую роль при такой форме играет первая гармоника напряжения, действующее значение которой составляет 0,955 действующего значения ступенчатого напряжения. Проведем анализ для первой, основной, гармоники напряжения U_1 при следующих допущениях: ЭДС обмотки — синусоидальна, магнитный поток ротора $\Phi_0 = \text{const}$, магнитная цепь двигателя не насыщена и транзисторные ключи идеальны. Напряжение U_1 уравновешивается суммой противоЭДС и падением напряжения Ir_1 на активном сопротивлении обмотки. В комплексной форме уравнение равновесия будет иметь вид

$$\dot{U}_{1} = -\dot{E}_{0} - \dot{E}_{ad} - \dot{E}_{aq} - \dot{E}_{s1} + Ir_{1}, \qquad (3.47)$$

где $\dot{E}_0 - \Im \Delta C$ вращения; \dot{E}_{aq} , \dot{E}_{ad} – поперечная и продольная ЭДС реакции якоря; $\dot{E}_{s1} - \Im \Delta C$ рассеяния.

Ток обмотки статора также можно разложить на продольную ($\dot{I}_d = I \sin \psi$) и поперечную ($\dot{I}_q = I \cos \psi$) составляющие (рис. 3.25). Тогда (как и в обычной синхронной машине)

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_{d} x_{ad}, \ \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_{q} x_{aq}, \ \dot{E}_{s1} = -j\dot{I} x_{s1}, \tag{3.48}$$

где x_{ad} — индуктивное сопротивление фазы, обусловленное продольным потоком Φ_{ad} ; x_{aq} — индуктивное сопротивление фазы, соответствующее поперечному потоку Φ_{aq} якоря; x_{s1} — индуктивное сопротивление фазы, определяемое потоком рассеяния Φ_{c1} .



Рис. 3.25. Векторная диаграмма вентильного двигателя

С учетом (3.48) уравнение (3.47) принимает вид

$$\dot{U}_{1} = -\dot{E}_{0} + j\dot{I}_{d}x_{ad} + j\dot{I}_{q}x_{aq} + j\dot{I}x_{s1} + \dot{I}r_{1}.$$
(3.49)

В синхронных магнитоэлектрических машинах, особенно с четырьмя или шестью полюсами, можно с достаточной для анализа точностью пренебречь различием магнитной проводимости по продольной и поперечной осям, т. е. принять

$$\mathbf{x}_{ad} = \mathbf{x}_{aq} = \mathbf{x}_a. \tag{3.50}$$

Уравнение (3.49) запишем в виде

$$\dot{U}_{1} = -\dot{E}_{0} + j\dot{I}_{d}x_{a} + j\dot{I}_{q}x_{a} + j\dot{I}x_{s1} + \dot{I}r_{1}$$
(3.51)

Уравнению (3.51) соответствует векторная диаграмма рис. 3.25, из которой можно получить

$$I_q = \frac{U_1 x_1 \sin \theta + (U_1 \cos \theta - E_0) r_1}{x_1^2 + r_1^2},$$

нае $x_1 = x_a + x_{s1}$ — синхронное индуктивное сопротивление фазы обмотки статора двигателя.

Электромагнитная мощность каждой фазы двигателя

$$P_{_{\rm PM}} = E_0 I_q = \frac{E_0}{x_1^2 + r_1^2} [U_1(r_1 \cos \theta + x_1 \sin \theta) - E_0 r_1]. \qquad (3.52)$$

Вращающий момент двигателя

$$M = m_1 P_{\rm DM} / \omega, \qquad (3.53)$$

гле *m*₁ — число фаз статора;

$$\omega = 2\pi f/p. \tag{3.54}$$

Представим ЭДС Е₀ с учетом (3.54) в виде

$$E_0 = 4,44 f k_{\text{obm I}} \Phi_0 = 4,44 (p_{\text{CV}}/2\pi) k_{\text{obm I}} w \Phi_0 = k p_{\text{CV}} \Phi_0, \quad (3.55)$$
$$= [4,44/(2\pi)] k_{\text{obm I}} w$$

The $k = [4, 44/(2\pi)]k_{\text{обм}}w$.

Подставив в (3.53) выражения (3.52) и (3.55), получим

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0}{x_1^2 + r_1^2} [U_1(r_1 \cos \theta + x_1 \sin \theta) - k p \omega \Phi_0].$$
(3.56)

Положив в (3.56) $\omega = 0$ и учтя, что при неподвижном роторе / 0, а следовательно, и $x_1 = 0$, найдем выражение для пускового момента

$$M_{\rm n} = \frac{m_{\rm l} p k \mathbf{\Phi}_0}{r_{\rm l}} U_{\rm l} \cos \theta.$$

Таким образом, при прочих равных условиях для создания наибольшего пускового момента следует установить $\theta = 0$.

При $\omega \neq 0$ наибольшее значение электромагнитной мощности, а следовательно, вращающего момента, как это видно из векторной диаграммы рис. 3.25, имеет место при $\theta = \varphi$, т. е. ток I находится в фазе с ЭДС $\dot{E}_{\rm C}$ Так как $\varphi = \operatorname{arctg}(x_1/r_1) = \operatorname{arctg}(2\pi f L_1/r_1)$ зависит от частоты f, т. е. от угловой скорости ротора, некоторос значение угла θ окажется оптимальным лишь для одной угловой скорости. В реверсивных двигателях и двигателях с частым пуском устанавливают $\theta = 0$, что равносильно установке щеток в двигателе постоянного тока на геометрической нейтрали.

Считая в (3.56) $\theta = 0$, для малых угловых скоростей при $x_1 << r_1$ найдем

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0}{r_1} (U_1 - k p \omega \Phi_0).$$

При $pk\Phi_0 = k_{_{\rm PM}}$ получим выражение для механической характеристики

$$\omega = \frac{U_1}{k_{_{\rm 9M}}} - \frac{r_1}{m_1 k_{_{\rm 9M}}} M, \qquad (3.57)$$

идентичное выражению (3.36) для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Казалось бы, и характеристики вентильного двигателя должны совпадать с характеристиками обычного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Однако они совпадают лишь при относительно небольших угловых скоростях ротора в двигательном режиме, как это видно из рис. 3.26, на котором построено семейство механических характеристик, соответствующих уравнению, полученному из (3.56) при $\theta = 0$

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0 r_1}{x_1^2 + r_1^2} (U_1 - k p \omega \Phi_0).$$
(3.58)

На рис. 3.27 показано влияние на вид механической характеристики индуктивного сопротивления обмоток $\omega_{xx}L_1/r_1$, где $\omega_{xx} = U_1/(kp\Phi_0)$ — угловая скорость ротора при идеальном холостом ходе, полученная из (3.58) при M = 0.

Таким образом, механические характеристики вентильного двигателя совпадают с механическими характеристиками обычного двигателя постоянного тока лишь при $L_1 \rightarrow 0$.



Рис. 3.26. Механические характеристики вентильного двигателя



Рис. 3.27. Механические характеристики вентильного двигателя при различной относительной индуктивности обмоток

Важным свойством вентильного двигателя является возможность управления угловой скоростью с помощью транзисторного коммутатора импульсным методом при неизменном напряжении сети без применения дополнительных машин или усиштелей. Управление двигателем производят путем изменения среднего значения напряжения, прикладываемого к обмоткам статора, методом широтно-импульсной модуляции.



Рис. 3.28. Форма напряжения, подводимого к фазной обмотке при импульсном управлении двигателем

На рис. 3.28 показана форма напряжения, поступающего к обмотке фазы, среднее значение которого

$$U_{\rm cp} = U\gamma, \tag{3.59}$$

где $\gamma = t_u / T_u$ — относительная длительность (скважность) импульсов подводимого к двигателю промодулированного напряжения.

Частоту модуляции выбирают достаточно высокой, с тем чтобы уменьшить амплитуду пульсаций тока, так как тепловые

потери в обмотках возрастают с увеличением этой амплитуды. Однако с ростом частоты увеличиваются потери в транзисторах на переключение. Обычно частоту выбирают в диапазоне 400— 2500 Гц. В этом случае импульсное регулирование напряжения эквивалентно изменению его среднего значения. С учетом (3.59) выражение (3.58) примет вид

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0 r_1}{x_1^2 + r_1^2} (U \gamma - k p \omega \Phi_0).$$
(3.60)

Характеристики на рис. 3.26 при различных γ построены по (3.60) для $\omega_0 L_1/r_1 = 0.8$.

Для реверсивного вентильного двигателя дифференциальное уравнение движения вала двигателя с достаточной точностью записывают в виде

$$J\frac{d\omega}{dt}=M-M_{\rm c}.$$

Подставив в него $M = \frac{m_1 k}{r_1} (U_1 - k\omega)$, полученное из (3.57),

представим это уравнение динамики в изображениях

$$\left(\frac{Jr_1}{m_1k^2}p+1\right)\omega(p) = \frac{1}{k}U_1(p).$$
(3.61)

Из уравнения (3.61) передаточная функция реверсивного двигателя примет вид

$$K_{p,AB}(p) = \frac{\omega(p)}{U_1(p)} = \frac{k_{p,AB}}{Tp+1},$$
(3.62)

где $k_{\rm p,gB} = 1/k$; $T = Jr_{\rm f}/(m_1k^2)$.

Для нереверсивного двигателя выражение (3.62) не изменится, только коэффициент передачи $k_{\text{р.дв}} = (\cos \theta)/k$.

В табл. 3.7 приведены основные параметры вентильных двигателей серии МБ.

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный момент, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин	Потребляемый ток, А
МБ-11-Н2-01	27	0,4	2000±1,5%	0,1
МБ-12-Н2-01	27	1,0	2000±1,5%	0,19
МБ-21-Н2-01	27	2,0	2000+1,5%	0,34
ME-22-H2-01	27	4,0	2000±1,5%	0,65
ME-11-HI-08	27	1,5	9000	1,1
МБ-П-НЗ-01	27	0,3	5000	0,14
МБ-12-Ф1-06	14	0,4	4500	0,26
МБ-12-Ф1-08	14	0,8	8000	0,95
ME-21-H1-02	29	1,2	4500	0,35
ME-41-H1-01	27	10	2000	1,8
M5-41-H1-02	27	12	4000	3,1
ME-21-15	27	1,65	3000	0,45
ME-21-16	27	2,5	3000	0,55
МБ-21-19	27	1,0	12 500	0,85
МБ-22-23	27	1,7	6000	0,8
ME-21-25	27	0,8	4500	0,29
ME-11-26	27	0,4	3000	0,1
МБ-31-27	27	4,0	12 000	2,4

Таблица 3.7. Основные технические данные вентильных двигателей постоянного тока (ВД) серии МБ

Двигатели рассчитаны на мощность 0,8–50 Вт и имеют от частоты вращения 2000–12 500 об/мин. Двигатели имеют стабилизированную частоту вращения, что достигается импульсным регулированием напряжения. Сигнал для регулирования получают от тахогенератора, встроенного в двигатель.

Наличие транзисторного коммутатора, конструктивно отделенного от двигателя и соединяемого с ним гибким кабелем с многоштырьковым разъемом, увеличивает стоимость вентильных двигателей по сравнению с обычными коллекторными двигателями постоянного тока. Поэтому их применяют лишь для лительной и надежной работы в различных неблагоприятных условиях (вакуум, значительные колебания температуры, жидкие среды и т. п.).

3.12.3. Моментные вентильные двигатели

В качестве моментных двигателей гироскопических систем используют как коллекторные, так и вентильные двигатели постоянного тока. Сравнительная оценка моментных двигателей постоянного и переменного тока показала, что при одинаковых габаритах двигатели постоянного тока развивают момент на валу, более чем на порядок превышающий момент асинхронных двигателей. Вентильные двигатели благодаря своим высоким эксплуатационным показателям находят все большее применение в гироскопических системах.

В середине 60-х годов были разработаны постоянные магниты на основе редкоземельных металлов (P3M), имеющие недостижимые ранее коэрцитивные силы $H_c = 6 \cdot 10^2$ кА/м и магнитные энергии (*BH*)_{max} = 16–20 Дж/м³. Применение их для изготовления роторов позволило существенно увеличить вращающий момент без увеличения габаритов и улучшить электромеханические характеристики вентильных двигателей. При использовании таких двигателей в качестве исполнительных устройств систем автоматики во многих случаях это позволило отказаться от редуктора. Для удобства сочленения с нагрузкой статор и ротор электрической машины изготовляют плоской формы и как отдельные конструктивные элементы, не имеющие общего корпуса и подшипников.

Нечувствительность редкоземельных магнитов, из которых выполняют роторы вентильных двигателей, к размагничивающему действию токов якоря позволила обеспечить долговременную работу двигателя в режиме пусковых токов, значения которых зависят лишь от температурной стойкости постоянных магнитов и изоляции обмоточного провода якоря.

Отсутствие редуктора, позволяющее увеличить момент, общность характера рабочих режимов и конструктивные особенности позволили распространить понятие «моментный» на вентильный двигатель, работающий в качестве исполнительного устройства безредукторных силовых систем автоматики. На рис. 3.29 приведена схема конструкции моментного вен-

На рис. 3.29 приведена схема конструкции моментного вентильного двигателя. Постоянный магнит 2 укрепляют на роторе *I* с помощью немагнитных щечек *3*. Магнитный поток замыкается через полюсные наконечники *6*, воздушный зазор и статор *4*. На статоре уложена обмотка электрической машины *5*.



Рис. 3.29. Схема конструкции электрической машины моментного вентильного двигателя

Основные технические данные моментных вентильных двигателей приведены в табл. 3.8

E	вигатели	і с гладким	статором	1	þ	вигател	и с пазовь	ім статоро	м	Ротор	
<i>D</i> _с , мм	<i>М</i> _{ном} , Н∙м	Р _{ал потерь} , Вт	<i>п</i> ₀ , об/мин	<i>G</i> , кг	D _с , мм	<i>М</i> _{ном} , Н∙м	Р _{ал потерь} , Вт	<i>п</i> ₀ , об/мин	<i>G</i> , кг	2 <i>p</i>	D _р , мм
40	0,01 0,025	2 4	2000 2000	0,11 0,16	50	0,04 0,1	5 12	750 750	0,15 0,3	8	12
63	0,06 0,1	8 15	1500 1200	0,3 0,4	70	0,16 0,25	6 12	500 500	0,32 0,5	16	28
85	0,16 0,25	15 20	1000 1000	0,54 0,7	100	0,4 0,6	16 24	300 250	0,6 0,8	16	48
105	0,4 0,6	16 24	500 500	0,95 1,3	120	1,0 1,6	24 35	200 200	1,2 1,8	16	60
130	1,0 1,6	45 65	500 500	1,8 2,4	150	2,5 4,0	45 65	150 150	2,2 3,0	16	72
170	2,5 4,0 6,0	60 90 120	300 250 200	4,2 5,5 7,8	185	6,0 10,0 16,0	60 90 130	100 75 75	5,0 7,0 9,6	16	96

Таблица 3.8. Технические данные моментных вентильных двигателей

Использование моментного вентильного двигателя в качестве исполнительного элемента систем автоматики РЭС дает целый

исполнительного элемента систем автоматики РЭС дает целыи ряд преимуществ по сравнению с традиционными решениями:
1) повышенный ресурс работы за счет отказа от редуктора и применения высоконадежного вентильного двигателя;
2) улучшенные массогабаритные показатели;
3) большое отношение вращающего момента к моменту инерции ротора, что обеспечивает высокое быстродействие;
4) большая механическая жесткость за счет непосредственного соединения ротора с нагрузкой и отсутствия люфтов, присущих редуктору;

5) высокая разрешающая способность системы в целом из-за отсутствия упругих связей и люфтов;

6) гибкость структуры электроприводов на основе вентильного двигателя;

7) стабильность характеристик при изменении условий окружающей среды.

К моментным вентильным двигателям, применяемым в момен-тно-разгрузочных приводах систем гироскопической стабилиза-ции, системах точного позиционирования и стабилизации частоты вращения на низких и сверхнизких частотах вращения, предъявля-ют жесткие требования к пульсациям вращающего момента.

ют жесткие требования к пульсациям вращающего момента. Пульсации вращающего момента в вентильных двигателях с позиционной коммутацией питания фазных обмоток (ВДПК) обусловлены скачкообразным характером перемещения МДС якоря (см. рис. 3.23) и коммутационными процессами в полупро-водниковом коммутаторе. Обеспечить плавное вращение МДС якоря можно путем формирования синусоидального напряжения питания фазных обмоток электрической машины, формируемо-го по сигналам ДПР. Фазные напряжения или токи должны быть сдвинуты по фазе в соответствии с числом фаз электрической ма-шины, а ДПР должен быть установлен так, чтобы обеспечивался пространственный сдвиг между магнитным потоком якоря и маг-нитным потоком ротора, равный $\pi/2$ эл. град. (см. рис. 3.20). При этом двигатель развивает максимальный момент.

Такие двигатель развивает максимальный момент. Такие двигатели получили название вентильных двигателей с позиционной модуляцией питания фаз (ВДПМ). На рис. 3.30 изображена структурная схема ВДПМ. На валу электрической машины установлен ДПР, выходные сигналы которого поступа-ют на схему управления (СУ), осуществляющую формирование

грехфазной системы синусоидальных сигналов и умножение их на входной управляющий сигнал *U*. Со схемы управления синусоидальные сигналы поступают на усилитель мошности (УМ) и далсе на фазные обмотки электрической машины.



Рис. 3.30. Структурная схема ВДПМ

В качестве ДПР ВДПМ применяют сельсины, синусно-косинусные ВТ. За рубежом широкое распространение получили латчики Холла, перспективно использование преобразователей «угол — код». Информация с преобразователя «угол — код» позволяет обеспечить как работу самого двигателя, так и работу исей системы, в которую он входит.

Контрольные вопросы

 Приведите классификация и назовите область применения двигателей ностоянного тока.

2. Поясните физические процессы в двигателе постоянного тока.

3. Запишите уравнения равновесия моментов и ЭДС в ДПТ.

 Поясните необходимость приведения моментов инерции вращающихся частей к валу двигателя.

5. Поясните особенности пуска в ход двигателей постоянного тока.

6. Сформулируйте физическую сущность рабочих характеристик двигателей постоянного тока.

7. Поясните механические и регулировочные характеристики исполнительных двигателей постоянного тока при якорном управлении.

8. Поясните физическую сущность регулировочных характеристик ДПТ при полюсном управлении.

9. Получите уравнение динамики и передаточную функцию двигателя постоянного тока при полюсном управлении.

10. Изложите особенности построения и принцип действия магнитоисктрических двигателей постоянного тока.

 Изложите особенности построения и принцип действия малоинерционных двигателей постоянного тока.

12. Обоснуйте принцип действия и особенности конструкции вентильных лингателей.

Часть вторая Трансформаторные электропреобразовательные устройства

Глава 4 ТРАНСФОРМАТОРЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

4.1. Назначение и конструктивные элементы трансформаторов

Функциональное назначение. В составе РЭС трансформаторы могут выполнять определенные функции, предусмотренные схемными решениями. Наиболее широко трансформаторы применяются в устройствах электрического питания радиотехнических устройств — выпрямителях, фильтрах, статических преобразователях, стабилизаторах, регуляторах напряжения и тока, усилителях звуковой частоты. В преобразователях с помощью трансформаторов в цепях переменного тока можно преобразовывать основные параметры электрической энергии: напряжение, ток, частоту, число фаз и форму кривой. Каждое из преобразований обычно осуществляется одновременно с передачей электроэнергии электромагнитным путем в другую электрическую цепь, не связанную непосредственно с той цепью, откуда эта энергия подводится. Передача энергии в трансформаторе возможна не только электромагнитным путем, но и комбинированным (электромагнитно-электрическим). Такой тип трансформатора называется автотрансформатором. Существуют устройства, в которых трансформатор используется также для передачи электроэнсргии электромагнитным путем без ее преобразования. Такой тип трансформатора, применяемый для изоляции одной электрической цепи от другой, называется изолирующим.

Следует отметить, что обычно в трансформаторах осуществляется одновременно пробразование не одного, а нескольких перечисленных выше параметров электрической энергии. Например, преобразование напряжения всегда происходит с изменением тока. По признаку функционального назначения трансформаторы могут быть классифицированы на две группы: питания и согласования [114].

Рабочая частота трансформатора — один из наиболее важпых параметров, который определяет основные характеристики отока или узла, назначение и область возможного применения. По этому признаку трансформаторы могут быть классифицированы: трансформаторы пониженной частоты (менее 50 Гц), промышленной частоты (50 Гц), повышенной промышленной частоты (400, 1000, 2000 Гц), повышенной частоты (до 10 000 Гц), высокой частоты (свыше 10 000 Гц).

Входная и выходная электроэнергия (электрическое напряжеине) [114]. По данному признаку трансформаторы можно разделить на низковольтные, у которых напряжение любой обмотки пе превышает 1000 В, и высоковольтные, у которых напряже-ппе любой обмотки превышает 1000 В. В соответствии с ГОСТ 21128-83 номинальные напряжения систем электроснабжения, источников, преобразователей и непосредственно присоединяемых к ним приемников (трансформаторов) электрической пергии определены следующими рядами: для источников и преобразователей — 6; 12; 28,5; 42; 62; 115; 230 В для однофазного переменного тока и 42; 62; 230; 400; 690 В для трехфазного пере-менного тока; для сетей питания и приемников — 6; 12; 27; 40; 60; 110; 220 В для однофазного переменного тока и 40; 60; 220; 380; 660 В для трехфазного переменного тока. Кроме вышеуказанных стандартизированных напряжений допускается применять поминальные напряжения переменного тока: 7 В для генераторов в системах электрооборудования мотоциклов и источников исктроэнергии автотракторной техники; 24 В однофазного тока с частотой 50 Гц для преобразователей, сетей питания и приемников общепромышленного назначения; 26 В (преобразователи) и 24 В (приемники) однофазного тока с частотой 50 и 400 Гц — для корабельного электрооборудования; 36 В (источники, преобра-юватели, приемники) трехфазного тока с частотой 400 и 1000 Гц азя авиационной техники и воздушных судов; 42 В — для сетей озпофазного и трехфазного тока; 120, 208 В (источники, преобразователи) и 115, 200 В (приемники) с частотой 400 и 1000 Гц иля авиационной техники и воздушных судов; 36 В с частотой 50 и 200 Іц (источники, преобразователи и приемники) для ранее разработанного оборудования; 133 В (преобразователи) и 127 В
(приемники) для ранее разработанного оборудования; 208 В (источники) и 200 В (приемники) однофазного тока с частотой 6000 Гц для воздушных судов в технически обоснованных случаях. Для источников и преобразователей допускается применять регулируемую установку напряжения, выбираемую из ряда: 3; 5: 10; 20% номинального значения.

Допускаемые отклонения напряжений систем электроснабжения, источников, преобразователей, сетей и приемников электрической энергии выбирают из ряда: 0,5; 1; 2; 3; 5; 15% номинальных значений. Допускаемые отклонения от номинальных значений напряжений могут быть двусторонние, симметричные и несимметричные, а также односторонние.

Аппаратура средств связи по ГОСТ 5237—83 рассчитывается на однофазные переменные напряжения и фазные напряжения трехфазного напряжения, которые должны соответствовать следующим значениям: номинальное напряжение 220 В; рабочее напряжение 187—242 В включительно для питания от электросети общего назначения; 213—227 В включительно для питания аппаратуры от электросети общего назначения через устройства регулирования; частота напряжения 50 Гц; пределы изменения частоты 47,5—52,5 Гц включительно; допускаемый коэффициент нелинейных искажений не более 10%.

Номинальные значения переменных напряжений на выходс блоков питания и входных напряжений питания функциональных узлов, блоков и устройств РЭА, имеющих в своем составе трансформаторы и оформленные основным комплектом конструкторской документации, выбирают по ГОСТ 18275–72 из ряда: 1,2; 2,4; 3,15; 5; 6; (6,3); 12; (12,6); 15; 24; 27; 36; 40; 60; 80; (110); 115; 127; 200; 220; 380 В.

Электрическая схема трансформатора. Трансформаторы разделяют на одно-, двух- и многообмоточные. Примером однообмоточных трансформаторов является автотрансформатор, в котором между первичной и вторичной обмотками, кроме электромагнитной, существует также и непосредственная электрическая связь. Автотрансформаторы не имеют гальванической развязки, передача электрической энергии осуществляется комбинированным путем. Двухобмоточные трансформаторы с фиксированным коэффициентом трансформации имеют две обмотки: одну первичную и одну вторичную, а многообмоточные трансформаторы имеют несколько вторичных обмоток. Все обмотки двух- и многообмоточных трансформаторов электрически не связаны друг с другом.

Конструктивно-технологические признаки. В основу данной глассификации заложена конструкция магнитопроводов, которая определяет вид трансформатора. По конструкции магнитопровода определяется конструкция трансформатора и назвапис магнитопровода переносится на название трансформатора. Промышленностью изготавливаются броневые, стержневые, кольцевые (тороидальные) магнитопроводы и магнитопроводы с южных (специальных) конфигураций.

Броневые трансформаторы выполняют на магнитопроводах III-образной формы. Все обмотки трансформатора располагаются на среднем стержне. Наличие только одной катушки, более пысокое заполнение окна магнитопровода обмоточным проволом, частичная защита катушки с обмотками от механических повреждений выгодно отличают броневые трансформаторы от пругих видов.

Магнитопроводы трансформаторов составляют большую группу изделий, изготавливаемых промышленностью в виде унифицированных и стандартизованных рядов по межведомспеснной и ведомственной документации, отвечающей требонаниям государственных стандартов.

Для изготовления магнитопроводов применяются магнитомягкие и магнитотвердые магнитные материалы, обладающие высокой магнитной проницаемостью в сильных переменных магнитных полях, малыми потерями на вихревые токи и перемагничивание. Принадлежность к тому или иному классу материала определяется кривой намагничивания и параметрами петли гистерезиса.

4.2. Основные термины и определения [114]

При изготовлении трансформаторов бытового и промышленного назначения РЭА применяют стандартизованные термины и определения, обязательные для применения в документации иссх видов, научно-технической и справочной литературе. Приисденные ниже термины и определения соответствуют следующим государственным стандартам: ГОСТ 20938—75 «Трансформаторы малой мощности. Термины и определения»; ГОСТ 16110—82 «Трансформаторы силовые. Термины и определения»; I ОСТ 23871—79 «Трансформаторы электронно-магнитные многофункциональные. Термины и определения»; ГОСТ 18685—73 «Трансформаторы тока и напряжения. Термины и определения»; ГОСТ 18311—80 «Изделия электротехнические. Термины и определения основных понятий»; ГОСТ 19880—74 «Электротехника. Основные понятия. Термины и определения»; ГОСТ 23413—79 «Средства вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Термины и определения». *Трансформатор* — статическое электромагнитное устройство,

Трансформатор — статическое электромагнитное устройство, имеющее две или более индуктивно связанные обмотки и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока. *Силовой трансформатор* — трансформатор, предназначенный

Силовой трансформатор — трансформатор, предназначенный для преобразования электрической энергии в электрических сетях и установках, предназначенных для приема и использования электрической энергии. К силовым трансформаторам относятся трансформаторы трехфазные и многофазные мощностью 6,3 кВ-А и более, однофазные мощностью 5 кВ-А и более.

Трансформатор малой мощности — трансформатор с выходной мощностью 4 кВ·А и ниже для однофазных, 5 кВ·А и ниже для трехфазных.

Трансформатор питания электронной аппаратуры — трансформатор малой мощности, предназначенный для преобразования напряжения электрических сетей в напряжения, необходимые для питания электронной аппаратуры.

Сетевой трансформатор питания — трансформатор питания электронной аппаратуры, предназначенный для работы от сети переменного тока.

Трансформатор общего назначения — силовой трансформатор, предназначенный для включения в сеть, не отличающуюся особыми условиями работы, или для непосредственного питания приемников электрической энергии, не отличающихся особыми условиями работы, характером нагрузки или режимом работы.

Повышающий трансформатор — трансформатор, у которого первичной обмоткой является обмотка низшего напряжения.

Высокопотенциальный трансформатор питания электронной аппаратуры — трансформатор питания электронной аппаратуры, имеющий хотя бы в одной из точек его электрической цепи максимальный потенциал, превышающий 1500 В амплитудного значения.

Понижающий трансформатор — трансформатор, у которого первичной обмоткой является обмотка высшего напряжения.

Однофазный трансформатор — трансформатор, в магнитной системе которого создается однофазное магнитное поле.

Трехфазный трансформатор — трансформатор, в магнитной системе которого создается трехфазное магнитное поле.

Двухобмоточный трансформатор — трансформатор, имеющий две основные гальванически не связанные обмотки.

Многообмоточный трансформатор — трансформатор, имеющий более трех основных гальванически не связанных обмоток.

Сухой трансформатор — трансформатор, в котором основной изолирующей средой служит атмосферный воздух или другой газ или твердый диэлектрик, а охлаждающей средой — атмосферный воздух.

Регулируемый трансформатор — трансформатор, допускающий регулирование напряжения одной или более обмоток с помощью специальных устройств, встроенных в конструкцию грансформатора.

Сигнальный трансформатор — трансформатор малой мощности, предназначенный для передачи, преобразования, запоминания электрических сигналов.

Автотрансформатор — трансформатор, две или более обмотки которого гальванически связаны так, что имеют общую часть.

Герметичный трансформатор — трансформатор, выполненный так, что исключается возможность сообщения между внутренним пространством его бака и окружающей средой.

Согласующий сигнальный трансформатор — сигнальный трансформатор, предназначенный для согласования различных полных сопротивлений электрических цепей при преобразовании и передаче электрических сигналов.

Импульсный сигнальный трансформатор — сигнальный трансформатор, предназначенный для передачи, формирования, преобразования и запоминания импульсных сигналов.

Входной согласующий сигнальный трансформатор — согласующий сигнальный трансформатор для согласования внутреннего полного электрического сопротивления источника сигнала с полным входным сопротивлением функционального узла электронной аппаратуры.

Выходной согласующий сигнальный трансформатор — согласующий сигнальный трансформатор для согласования выходного

полного электрического сопротивления каскада электронной аппаратуры с полным сопротивлением нагрузки.

Развязывающий сигнальный трансформатор — сигнальный трансформатор, предназначенный для гальванической развязки электрических цепей.

Сигнальный трансформатор блокинг-генератора строчной развертки — не имеет определения.

Сигнальный трансформатор выходной строчной развертки импульсный сигнальный трансформатор, предназначенный для согласования выходного каскада строчной развертки с отклоняющей системой кинескопа и обеспечения телевизионных приемников дополнительными импульсами напряжения.

Сигнальный трансформатор выходной кадровой развертки импульсный сигнальный трансформатор, предназначенный для согласования выходного каскада усилителя кадровой развертки с отклоняющей системой кинескопа.

Микроминиатюрный трансформатор — трансформатор малой мощности с расстоянием между выводами не более 2,5 мм.

Микромодульный трансформатор — микроэлементный трансформатор, залитый в форму с габаритными размерами 11,5 ×11,5 ×23 мм.

Коэффициент трансформации трансформатора малой мощности — отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки.

Индуктивность намагничивания трансформатора малой мощности — индуктивность первичной обмотки трансформатора малой мощности в режиме холостого хода при воздействии на трансформатор напряжения симметричной формы.

Напряжение холостого хода трансформатора питания — напряжение на любой разомкнутой вторичной обмотке при номинальной частоте и номинальном напряжении на первичной обмотке.

Выходная мощность трансформатора малой мощности — сумма мощностей трансформатора всех вторичных обмоток.

Ток холостого хода трансформатора — ток первичной обмотки трансформатора в режиме холостого хода и номинальном синусоидальном напряжении номинальной частоты на ее зажимах.

Коэффициент трансформации — отношение напряжений на зажимах двух обмоток в режиме холостого хода.

Магнитопровод электротехнического изделия (устройства) — магнитная система электротехнического изделия (устройства)

или совокупность нескольких ее частей в виде отдельной конструктивной единицы.

Трансформатор тока (напряжения) — трансформатор, в котором при нормальных условиях применения вторичный ток (пторичное напряжение) практически пропорционален (пропорционально) первичному току (первичному напряжению) и при правильном включении сдвинут (сдвинуто) относительно исто по фазе на угол, близкий к нулю.

4.3. Трансформаторы питания

Трансформаторы питания малой мощности обычно делятся [114]: по напряжению — на низковольтные, высоковольтные и пысокопотенциальные; частоте сети питания; числу фаз — на отнофазные, трехфазные, шестифазные и т. д.; коэффициенту грансформации — на повышающие и понижающие; числу обмоток — на двухобмоточные и многообмоточные; виду связи между обмотками — на трансформаторы с электромагнитной связью (с изолированными обмотками) и трансформаторы с лектромагнитной и электрической связью, т. е. со связанными обмотками; конструкции магнитопровода; конструкции обмотки — на катушечные, галетные и тороидальные; конструкции всего трансформатора — на открытые, капсулированные и закрытые; назначению — на выпрямительные, накальные, аподно-накальные и т. д.

К трансформаторам малой мощности относятся трансформаторы типов: ТПП — с обмоткой из круглого провода и медной аспты; ТН, ТА — с уменьшенным расходом меди с обмоткой из круглого провода и медной ленты; ТНВС — высокостабильные с уменьшенным расходом меди; ТАН — с уменьшенным расходом меди броневой конструкции с обмоткой из круглого провода и медной ленты. Они предназначены для работы в устройствах, собранных на полупроводниковых и вакуумных приборах в рапоэлектронной аппаратуре, аппаратуре средств связи и электропно-вычислительных машинах, а также в бытовой РЭА при питании от промышленной и специальной сети переменного тока напряжением 40, 115, 127 и 220 В с частотой 50 и 400 Гц. Эти трансформаторы охватывают широкий диапазон напряжений и токов при мощности до 500 В А. Примеры конструкции грансформаторов приведены на рис. 4.1, 4.2.



Рис. 4.1. Общий вид трансформаторов броневой конструкции



Рис. 4.2. Общий вид трансформаторов стержневой конструкции

Наличие нескольких вторичных обмоток, рассчитанных на различные токи и напряжения, возможность их последовательного и параллельного соединений, позволяют получать разнообразные сочетания токов и напряжений для питания устройств различного функционального назначения.

Электрические схемы трансформаторов ТПП. Трансформаторы типа ТПП относятся к группе многообмоточных трансформаторов с многочисленными отводами от первичной обмотки, которые играют роль компенсационных обмоток. При эксплуатации трансформаторов первичные и вторичные обмотки могут быть соединены последовательно или параллельно. Схемы соединения обмоток показаны на рис. 4.3, а схемы — на рис. 4.4.

Обмотки Обмотки первого второго Обмотки Обмотки стержня стержня первого второго стержня стержня в

Рис. 4.3. Электрические схемы последовательного и параллельного соединений вторичных обмоток трансформаторов типа ТПП: *а*, *б* — броневой конструкции; *в*, *г* — стержневой конструкции



Рис. 4.4. Принципиальные электрические схемы трансформаторов типа ТПП с частотой сети питания 50 Гu:

а – броневой конструкции с напряжением 127/220 В; б – стержневой конструкции с напряжением 127/220 В; в – броневой конструкции с напряжением 220 В; е – стержневой конструкции с напряжением 220 В

Примеры электрических параметров некоторых трансформаторов типа ТПП даны в табл. 4.1.

Таблица 4.1.	Электрические і	тараметры стержневых	трансформаторов	типа	тпп с
частотой сети	і питания 50 Гц в	в режиме номинальной і	нагрузки		

Типономинал грансформатора	Мощ- ность,	Ток обмотки, А		Напряж втори	(ение на чной обм	Обозначение магнитопровода	
	B-A	первич- ной	вторич- ной	11–12; 17–18	13–14; 19–20	15–16; 21–22	
тлпзо5-127/220-50	135	1,4/0,79	1,53	19,8	19,8	4	ПЛм27×40-36
ПП306-127/220-50	135	1,4/0,79	2,56	4,95	20,2	1,55	ПЛм27×40-36
1ПП307-127/220-50	135	1,4/0,79	3	10	10	2,49	ПЛм27×40-36

Типономинал трансформатора	Мощ- ность,	Ток обмотки, А		Напряж втори	сение на чной обм	выводах ютки. В	Обозначение магнитопровода
	B-A	первич- ной	вторич- ной	11–12; 17–18	13–14; 19–20	15–16; 21–22	
ТПП308-127/220-50	135	1,4/0,79	2,07	10	20	2,48	ПЛм27×40-36
ТПП309-127/220-50	160	1,53/0,88	18,2	1,28	2,56	0,64	ПЛм27×40-46
ТПП310-127/220-50	160	1,53/0,88	9,15	2,53	5,05	1,28	ПЛм27×40-46
ТПП311-127/220-50	160	1,53/0,88	5,35	2,5	10	2,5	ПЛм27×40-46
ТПП312-127/220-50	160	1,53/0,88	2,29	10,1	20,2	5,05	ПЛм27×40-46
ТПП313-127/220-50	160	1,53/0,88	7,25	4,11	6,31	0,625	ПЛм27×40-46
ТПП314-127/220-50	160	1,53/0,88	4,92	5	10	1,28	ПЛм27×40-46
ТПП315-127/220-50	160	1,53/0,88	2,67	5,05	20,2	5,05	ПЛм27×40-46
ТПП316-127/220-50	200	2,03/1,15	25,6	1,25	2,5	0,31	ПЛм27×40-58
ТПП317-127/220-50	200	2,03/1,15	18,6	2,5	2,49	0,622	ПЛм27×40-58
ТПП318-127/220-50	200	2,03/1,15	12,9	2,48	5	0,62	ПЛм27×40-58
ТПП319-127/220-50	200	2,03/1,15	8	2,5	10	0,625	ПЛм27×40-58

Окончание табл. 4. /

Электрические схемы анодных трансформаторов питания ТА. Анодные трансформаторы питания мощностью 12-510 В А на напряжение сети 127 и 220 В с выходным напряжением 28-1260 В на токи нагрузки 25-1000 мА предназначены для питания цепей РЭА, изготовляемой на электровакуумных и полупроводниковых приборах.

Электрические принципиальные схемы трансформаторов броневой и стержневой конструкции даны на рис. 4.5.



Рис. 4.5. Принципиальная электрическая схема унифицированных трансформаторов типа ТА:

Примеры электрических параметров трансформаторов ТА на частоту 50 Гц приведены в табл. 4.2.

Типономинал грансформатора	Ток первичной обмотки, А	Нап	ряжение обмот	вторичі ок, В	Ток вторичных обмоток, А					
		Выводы обмоток								
		11–12; 13–14	15–16; 17–18	19–20	21–22	11–12; 13–14	15–16; 17–18	19–20; 21–22		
1A1-127/220-50	0,16/0,09	28	28	6	6	0,148	0,108	0,148		
1A2-127/220-50	0,16/0,09	28	28	6	6	0,056	0,176	0,176		
1A5-127/220-50	0,16/0,09	125	112	14	14	0,03	0,03	0,03		
1A7-127/220-50	0,16/0,09	180	112	20	20	0,023	0,026	0,026		
IA11-127/220-50	0,28/0,16	28	28	6	6	0,26	0,21	0,26		
IA12-127/220-50	0,28/0,16	28	28	6	6	0,075	0,32	0,32		
1A13-127/220-50	0,28/0,16	56	56	12	12	0,104	0,104	0,104		
TA14-127/220-50	0,28/0,16	56	40	12	10	0,15	0,075	0,15		
IA15-127/220-50	0,28/0,16	56	40	12	10	0,100	0,145	0,145		
IA16-127/220-50	0,28/0,16	80	56	20	12	0,095	0,07	0,095		
1A17-127/220-50	0,28/0,16	80	80	20	20	0,075	0,07	0,075		
IA18-127/220-50	0,28/0,16	80	56	20	12	0,075	0,1	0,1		
IA19-127/220-50	0,28/0,16	125	112	14	14	0,055	0,048	0,055		
1A20-127/220-50	0,28/0,16	125	112	14	14	0,03	0,075	0,075		
IA21-127/220-50	0,28/0,16	180	112	20	20	0,055	0,025	0,055		
IA22-127/220-50	0,28/0,16	180	112	20	20	0,036	0,05	0,05		
IA23-127/220-50	0,28/0,16	160	140	20	20	0,04	0,04	0,04		
IA24-127/220-50	0,28/0,16	224	125	25	25	0,032	0,04	0,04		
IA25-127/220-50	0,28/0,16	200	180	20	20	0,032	0,032	0,032		
1A26-127/220-50	0,28/0,16	250	224	25	25	0,026	0,026	0,026		
1A27-127/220-50	0,28/0,16	315	125	35	35	0,022	0,035	0,035		
IA28-127/220-50	0,35/0,2	28	28	6	6	0,033	0,24	0,33		
1A29-127/220-50	0,35/0,2	28	28	6	6	0,17	0,39	0,39		
1A30-127/220-50	0,35/0,2	28	28	6	6	0,08	0,46	0,46		
1A31-127/220-50	0,35/0,2	56	56	12	12	0,14	0,15	0,15		
1A32-127/220-50	0,35/0,2	56	56	12	12	0,08	0,2	0,2		
1A33-127/220-50	0,35/0,2	56	40	12	10	0,2	0,12	0,2		
1A34-127/220-50	0,35/0,2	56	40	12	10	0,14	0,2	0,2		
IA35-127/220-50	0,35/0,2	56	40	12	10	0,092	0,252	0,252		

Таблица 4.2. Электрические параметры однофазных унифицированных анодных трансформаторов на частоту 50 Гц в режиме номинальной нагрузки

Электрические схемы трансформаторов накальных ТН с уменьшенным расходом меди.

Однофазные унифицированные накальные трансформаторы питания на частоту 50 Гц мощностью от 8,7 до 200 В:А на напряжение сети 127 и 220 В с выходным напряжением 6,3 В (отвод 5 В) на токи нагрузки 0,5–10 А предназначены для питания цепей РЭА, в которой применяются электровакуумные и полупроводниковые приборы.

Электрические принципиальные схемы трансформаторов ТН броневой и стержневой конструкции даны на рис. 4.6.





Рис. 4.6. Принципиальные электрические схемы унифицированных трансформаторов типа ТН на частоту 50 Гц:

а – с двумя вторичными обмотками; б – с тремя вторичными обмотками; в – с четырьмя вторичными обмотками

Примеры электрических параметров трансформаторов ТН на частоту 50 Гц приведены в табл. 4.3.

Таблица	4.3.	Элект	грически	е парам	іетры	накальны	IX I	унифицированных	трансфор-
маторов	на ча	астоту	50 Гц в	режиме	номи	нальной н	аг	рузки	

Типономинал трансформатора	Ток первичной обмотки, А	Напряжение вторичной обмотки			Ток вторичной обмотки				
			Выводы обмоток						
		7–8	9–10(11)	12–13(14)	7–8	9–11	12–14		
TH1-127/220-50	0,105/0,06	6,3	5 (6,3)		0,6	0,8			
TH2-127/220-50	0,15/0,87	6,3	5 (6,3)	—	0,1	2	—		

Окончание табл. 4.3

Типономинал тринсформатора	Ток первичной обмотки, А	Нал	ряжение в обмоти	торичной Ю	Ток вторичной обмотки			
				Выводы	обмоток			
		7–8	9–10(11)	12–13(14)	78	9–11	12–14	
1113-127/220-50	0,15/0,87	6,3	5 (6,3)	—	0,25	1,8		
1114-127/220-50	0,21/0,12	6,3	5 (6,3)		1,65	1,65	—	
111-127/220-50	0,3/0,17	6,3	5 (6,3)	—	0,48	4,3		
1110-127/220-50	0,4/0,23	6,3	5 (6,3)	_	0,43	6	—	
1117-127/220-50	0,4/0,23	6,3	5 (6,3)	—	3,3	3,3	—	
1118-127/220-50	0,53/0,32	6,3	5 (6,3)	_	4,6	4,6	—	
1119 127/220-50	0,53/0,32	6,3	5 (6,3)	—	0,5	8,6		
11110-127/220-50	0,68/0,4	6,3	5 (6,3)	—	6	6		
1111-127/220-50	0,88/0,51	6,3	5 (6,3)	—	7,8	7,8		
11112-127/220-50	0,105/0,06	6,3	5 (6,3)	—	0,37	0,51	0,31	
11113-127/220-50	0,15/0,08	6,3	5 (6,3)	_	0,71	0,71	0,71	
11114-127/220-50	0,21/0,12	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	1,4	0,92	0,92	
11115-127/220-50	0,21/0,12	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,92	1,13	1,13	
11116-127/220-50	0,3/0,17	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,8	1,2	1,2	
11117 127/220-50	0,3/0,17	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,8	2	2	
11118-127/220-50	0,3/0,17	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	3,3	0,8	0,8	
1119-127/220-50	0,3/0,17	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,8	1,75	2,4	
11120-127/220-50	0,4/0,23	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,9	2,8	2,8	
11121-127/220-50	0,4/0,23	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	1,9	1	4,5	
11/22 127/220-50	0,4/0,23	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	3,8	1,4	1,4	
11123-127/220-50	0,53/0,32	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	1,4	3,9	3,9	
11124-127/220-50	0,53/0,32	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	6,3	1,4	1,4	
IH25-127/220-50	0,53/0,32	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	5,6	1,8	1,8	
11126-127/220-50	0,68/0,4	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	1,6	2,7	2,7	
11127-127/220-50	0,68/0,4	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,73	3,7	7,8	
11128-127/220-50	0,68/0,4	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	1,8	4,8	5,7	
11129-127/220-50	0,88/0,52	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	2,2	4,5	9,1	
11130-127/220-50	0,15/0,087	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,55	0,55	0,55	
11131-127/220-50	0,21/0,12	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	2,8	0,127	0,27	
11132-127/220-50	0,21/0,12	6,3	5 (6,3)	5 (6,3)	0,65	0,65	1	

Электрические схемы анодно-накальных трансформаторов питипия ТАН. Однофазные унифицированные накальные трансформаторы питания на частоту 50 Гц мощностью от 367 до 440 В·А на напряжение сети 127 и 220 В и напряжением анодных обмоток 28–1260 В на токи нагрузки 25–1000 мА с выходным напряжением 6,3 В (отвод 5 В) на токи нагрузки 0,7–11,5 А предназначены для питания цепей РЭА, в которой применяют ся электровакуумные и полупроводниковые приборы.

Электрические принципиальные схемы трансформаторов броневой и стержневой конструкции даны на рис. 4.7.



Рис. 4.7. Принципиальные электрические схемы анодно-накальных трансформаторов унифицированной конструкции на частоту 50 Гц: *a* — броневой; *б* — стержневой конструкций

Примеры электрических параметров трансформаторов ТАН на частоту 50 Гц приведены в табл. 4.4.

Таблица	4.4.	Электрически	е параметры	унифицированных	анодно-накальных
трансфор	мато	ров на частоту	/ 50 Гц в режим	ие номинальной наг	рузки

Типономинал Ном трансформатора нал		Ток первичной	Напряжение вторичных обмоток, В				Ток вторичных обмоток, А					
	ная мош-	ОБМОТКИ, А	Выводы обмоток									
HOCTE B-A	ность, ВА	b, .	7-8; 9-10	11-12; 13-14	15-16; 17-18	19-20(21); 22-23(24)	7-8; 9-10	11-12; 13-14	15-16; 17-18	19-21; 22-24		
TAH1-127/220-50	36	0,37/0,215	28	28	6,3	5 (6,3)	0,240	0.190	0,240	0,80		
TAH2-127/220-50	36	0,37/0,215	56	40	16	5 (6,3)	0,095	0,140	0,140	0,80		
TAH3-127/220-50	36	0,37/0,215	56	56	12.6	5 (6,3)	0,104	0,104	0,104	0,80		
TAH4-127/220-50	36	0,37/0,215	80	80	20	5 (6,3)	0,075	0,070	0,075	0,80		
TAH5-127/220-50	36	0,37/0,215	80	56	24	5 (6,3)	0,070	0,095	0.095	0,80		
TAH6-127/220-50	36	0,37/0,215	125	112	13	5 (6,3)	0,055	0,048	0,055	0,80		
TAH7-127/220-50	36	0,37/0,215	180	112	20	5 (6,3)	0,036	0,050	0,050	0.80		
TAH8-127/220-50	36	0,37/0,215	160	140	20	5 (6,3)	0,040	0,040	0,040	0,80		
TAH9-127/220-50	36	0,37/0,215	315	125	25	5 (6,3)	0,025	0,035	0,035	0,80		
TAH10-127/220-50	36	0,37/0,215	200	180	20	5 (6,3)	0.032	0,032	0,032	0,80		

Типономинал грансформатора	Номи- наль-	Ток первичной	Е	Напр торичны	яжение IX обмот	ток, В	Ток вторичных обмоток, А				
	ная мош-	оомотки. А				Выводы	обмото	к			
	ность, ВА		7-8; 9-10	11-12; 13-14	15-16; 17-18	19-20(21); 22-23(2 4)	7-8; 9-10	11-12; 13-14	15-16; 17-18	19-21; 22-24	
IAH11-127/220-50	36	0,37/0,215	250	224	26	5 (6,3)	0,026	0,026	0,026	0,80	
1AH12-127/220-50	36	0,37/0,215	224	125	25	5 (6,3)	0,032	0.04	0.040	0.80	
IAH13-127/220-50	50	0,5/0.29	28	28	6,3	5 (6.3)	0,340	0,25	0.340	1,05	
IAH14-127/220-50	50	0,5/0,29	56	40	16	5 (6.3)	0,140	0,185	0,185	1,05	
IAH15-127/220-50	50	0,5/0.29	56	56	12,6	5 (6,3)	0,150	0,140	0,150	1,05	
TAH16-127/220-50	50	0,5/0,29	80	56	24	5 (6.3)	0,09	0,150	0,150	1,05	
TAH17-127/220-50	50	0,5/0,29	80	80	20	5 (6,3)	0,120	0,080	0,120	1,05	
IAH18-127/220-50	50	0.5/0,29	125	112	13	5 (6,3)	0.080	0,063	0,080	1,05	
IAH19-127/220-50	50	0,5/0,29	180	112	20	5 (6.3)	0,056	0,060	0.060	1,05	
IAH20-127/220-50	50	0,5/0,29	160	140	20	5 (6,3)	0,053	0,060	0.060	1.05	

Окончание табл. 4.4

4.4. Трансформаторы согласующие

Рассматриваемые в настоящем разделе трансформаторы образуют большую группу сигнальных трансформаторов малой мощности, предназначенных для выполнения определенных функций в электрических цепях блоков, узлов и устройств РЭА. В частности, к данной группе можно отнести согласующие сигнальные трансформаторы: непрерывных сигналов; импульсные; широкополосные; узкополосные; резонансные; звуковой частоны; непрерывных сигналов низкой частоты; высокой частоты; иходные и выходные; развязывающие и некоторые другие виды.

В соответствии с принятой классификацией и установленной терминологией согласующими сигнальными трансформаторами называются сигнальные трансформаторы, предназначенные для согласования различных полных сопротивлений электрических цепей при преобразовании и передачи электрических сигналов [114].

Согласующие сигнальные трансформаторы применяются чаще всего в выходных каскадах усилителей звуковой частоты (УЗЧ) для согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением выходного каскада. Для межкаскадной связи согласующие сигнальные трансформаторы применяют, когда требуется большая амплитуда тока на выходе каскада. В данном случае использование согласующего сигнального трансформатора на входе выходного каскада УЗЧ позволит значительно повысить усиление мощности сигнала и снизить расход энергии питания. Кроме того, в предвыходном каскаде может быть применен транзистор меньшей мошности. Межкаскадный трансформатор необходим также при очень низком входном сопротивлении следующего каскада. На входе УЗЧ согласующие сигнальные трансформаторы применяются тогда, когда источник сигнала имеет малое выходное сопротивление и развивает малую ЭДС или при необходимости симметрирования входной цепи. Малогабаритные согласующие сигнальные трансформаторы предназначены для согласования внутреннего сопротивления источника сигнала с входным сопротивлением каскадов УЗЧ, выполненных на полупроводниковых приборах. Они используются в низкочастотных трактах РЭА промышленного и бытового назначения. Низкочастотные согласующие трансформаторы предна-

Низкочастотные согласующие трансформаторы предназначены, как правило, для работы в устройствах на полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах или в любой другой комбинации с применением электровакуумных приборов. Промышленностью изготавливаются низкочастотные трансформаторы на броневых, стержневых и кольцевых магнитопроводах из электротехнических сталей, карбонильного железа, железоникелевых и других сплавов. Работают низкочастотные трансформаторы в широком диапазоне частот, в различных климатических зонах и при воздействии различных механических нагрузок. Многообразные внешние воздействующие факторы определяют большое число типов и типоразмеров согласующих трансформаторов. К ним относятся трансформаторы типов THC, TM, TB3, TBЛ, TOЛ, TBT, TOT, T, MMTC-Ш, MMTC-2M и др.

4.4.1. Трансформаторы согласующие типа ТОТ

Трансформаторы согласующие сигналы низкой частоты типа ТОТ предназначены для работы в УЗЧ бытового и промышленного назначения, изготавливаемых в виде самостоятельных сборочных единиц или в составе бытовой РЭА. Они используются в устройствах низкочастотных трактов, выполненных на полупроводниковых и электровакуумных приборах в аппаратуре с печатным монтажом.

Конструкция и размеры. Общий вид, габаритные, установочные и присоединительные размеры согласующих трансформаторов типа ТОТ показаны на рис. 4.8, 4.9 [114].



Трансформаторам присвоено сокращенное обозначение — ТОТ, где первая буква Т обозначает «трансформатор», О — выходной (оконечный), третья буква Т — транзисторный. Трансформаторы, залитые в корпус, обозначаются дополнительно оуквой М.

Электрические принципиальные схемы выходных согласуюших трансформаторов типа ТОТ приведены на рис. 4.10.



Рис. 4.10. Принципиальные электрические схемы трансформаторов типов: *a* – ТОТ1 – ТОТ35; *б* – ТОТ36 – ТОТ189, ТОЛ1 –ТОЛ54; *в* – ТОТ202 – ТОТ219, ТОЛ55 – ТОЛ72

Основные электромагнитные параметры трансформаторов приводятся в справочниках [114]. Расчетные значения коэффиписнтов трансформации, определяемые по известным формулам через соотношение числа витков первичных и вторичных обмоток, приводятся в справочных данных.

4.4.2. Трансформаторы согласующие входные типа ТВЛ

Трансформаторы согласующие низкочастотные типа ТВЛ (трансформатор выходной ламповый) предназначены для работы в устройствах низкочастотных трактов с ламповыми и полупроводниковыми приборами в аппаратуре бытового и промышленного применения с печатным монтажом. Трансформаторы типа ТВЛ обеспечивают согласование внутреннего сопротивления источника сигнала с входным сопротивлением каскадов УЗЧ в диапазоне частот 300–10000 Гц.

Промышленностью изготавливается один тип и три типоразмера трансформаторов типа ТВЛ унифицированного конструктивного ряда на магнитопроводах стандартизованной стержневой конструкции (рис. 4.11).

Электрическая принципиальная схема выходных согласующих трансформаторов типа ТВЛ приведены на рис. 4.12.





Рис. 4.11. Общий вид трансформаторов типов ТВЛ, ТВТ! — ТВТ9

Рис. 4.12. Принципиальная электрическая схема трансформатора типа ТВЛ

Трансформаторам присвоено сокращенное обозначение – ТВЛ, где буква Т обозначает слово «трансформатор», буква В – выходной, буква Л — ламповый. Основные электромагнитные параметры и технические характеристики приведены в паспортных и справочных данных трансформаторов.

4.4.3. Трансформаторы входные типа ТВТ

Входные трансформаторы для транзисторных устройств (ТВТ) предназначены для согласования сопротивления источника сигнала с входными сопротивлениями каскадов УЗЧ. собранных на кристаллических триодах в диапазоне эффективно воспроизводимых частот 300—10 000 Гц с неравномерностью частотной характеристики на граничных частотах не более 2 дБ и коэффициентом нелинейных искажений не более 5%. Согласование сопротивлений осуществляется в диапазоне 50—5000 Ом.

Общий вид, габаритные и установочные размеры входных трансформаторов типа ТВТ показаны на рис. 4.13

Принципиальная электрическая схема трансформаторов пита ТВТ приведена на рис. 4.14.



Промышленностью изготавливаются два типа конструкций и лесять типоразмеров трансформаторов типа ТВТ унифицированного ряда на магнитопроводах стержневой конструкции с олной и двумя катушками. ТВТ — трансформатор выходной пранзисторный. Электромагнитные параметры и основные конструктивные размеры магнитопроводов и пластин, испольусмых для изготовления трансформаторов, приводятся в спраночниках, например [114].

4.4.4. Трансформаторы низкочастотные типа ТМ

Маломощные согласующие трансформаторы TM (трансформатор маломощный, рис. 4.15) предназначены для согласования инутреннего сопротивления источника сигнала с входным сопротивлением каскадов УЗЧ в устройствах, выполненных совместно с ламповыми и полупроводниковыми приборами.



Рис. 4.15. Общий вид прансформаторов типа 1 M2-1 — ТМ2-14



Рис. 4.16. Принципиальные электрические схемы согласующих транеформаторов гипа ТМ: *a* – ТМ2-1 – ГМ2-14, ТМ5-1 – ТМ5-54; *б* – ТМ10-1 – ТМ10-69

Диапазон эффективно воспроизводимых частот 100—10 000 Га с неравномерностью частотной характеристики на граничных частотах не более 3 дБ и коэффициентом нелинейных искажений не более 3 %. Они используются в низкочастотных трактах РЭА и АСС промышленного и бытового назначения. Трансформаторы типа ТМ разработаны для установки на печатных платах.

Пример технических характеристик и электрических параметров трансформаторов типа ТМ приведены в табл. 4.5.

форматора	ощность инальная, В.А	Сопрот	ивление,)м	Сопрот обмото янному +20°	ивление к посто- току при С, Ом	Напряж вичной (ение пер- обмотки, В	КТИВНОСТЬ рвичной аотки, Гн	ффициент формации
0бо транс	MOH	вход- ное	выход- ное	I	11	эффек- тивное	измери- тельное	Инду пе	Козс транс
TM10-34	0,01	9024	141	520×2	6,5×2	9,6	0,3	7,2	0,135
TM10-35	0,01	9024	282	520×2	13×2	9,6	0,3	7,2	0,19
TM10-36	0,01	9024	564	520×2	24×2	9,6	0,3	7,2	0,27
TM10-37	0,01	9024	1128	520×2	60×2	9,6	0,3	7,2	0,38
TM10-38	0,01	9024	2256	520×2	145×2	9,6	0,3	7,2	0,54
TM10-39	0,01	9024	4512	520×2	285×2	9,6	0,3	7,2	0.76
TM10-40	0,01	18 048	17,5	750×2	0,7×2	13,6	0,6	14,3	0,034
TM10-41	0,01	18 048	35	750×2	1,4×2	13,6	0,6	14,3	0,05
TM10-42	0,01	18 048	70,5	750×2	3×2	13,6	0,6	14,3	0,067
TM10-43	0,01	18 048	141	750×2	6,5×2	13,6	0,6	14,3	0,095
TM10-44	0,01	18 048	282	750×2	13×2	13,6	0,6	14,3	0,135
TM10-45	0,01	18 048	564	750×2	24×2	13,6	0,6	14,3	0,19
TM10-46	0,01	18 048	1128	750×2	60×2	13,6	0,6	14,3	0,27
TM10-47	0,01	18 048	2256	750×2	145×2	13,6	0,6	14,3	0,38
TM10-48	0,01	18 048	4512	750×2	285×2	13,6	0,6	14,3	0,54
TM10-49	0,01	18 048	9024	750×2	800×2	13,6	0,6	14,3	0,76
TM10-50	0,01	36 096	17,5	1800×2	0,7×2	19,2	0,6	28,6	0,024
TM10-51	0,01	36 096	35	1800×2	1,4×2	19,2	0,6	28,6	0,034
TM10-52	0,01	36 096	70,5	1800×2	3×2	19,2	0,6	28,6	0,05
TM10-53	0,01	36 096	141	1800×2	6,5×2	19,2	0,6	28,6	0,067
TM10-54	0,01	36 096	282	1800×2	13×2	19,2	0,6	28,6	0,095
TM10-55	0,01	36 096	564	1800×2	24×2	19,2	0,6	28,6	0,135
TM10-56	0,01	36 096	1128	1800×2	60×2	19,2	0,6	28,6	0,19
TM10-57	0,01	36 096	2256	1800×2	145×2	19,2	0,6	28,6	0,27

Таблица 4.5. Электрические параметры и технические характеристики согласующих низкочастотных трансформаторов типа ТМ

Промышленностью изготавлишается один тип трансформаторов маломощных (ТМ) треех конструктивных исполнений и 137 типономиналов на брооневых и стержневых магнитопроводах. Пример условного обозначения согласующего трансформатора низкой частоты тимпа ТМ мощностью 5 мВ·А и порядковым номером 25: трансэформатор ТМ5-25.Трансформаторы изготавливаются с учет ом воздействия на них механических и климатических фактооров во всеклиматическом исполнении.

4.4.5. Трансформаторы импульасные

В соответствии с установленной классификацией импульсные трансформаторы малой мощн сти определяются как сигнальные трансформаторы, предназ наченные для выполнения одной или нескольких функций в импульсных устройствах РЭА и АСС: для передачи, формирования, преобразования и запоминания импульсных сигналов — и называются импульсными сигнальными трансформаторами.

Рассматриваемая группа трансформаторов включает в свой состав импульсные сигнальные со гласующие трансформаторы; формирующие импульсные сигнальные трансформаторы, предназначенные для работы в устройствах формирования импульсов; сигнальные трансформаторы выходной строчной развертки; сигнальные импульсные трансформаторы выходной кадровой развертки; запоминающи е импульсные сигнальные трансформаторы и многие другие ти пы.

Импульсные трансформаторы разрабатывают на напряжение до 220 В с заданными коэффициента ми трансформации при допускаемых сочетаниях максимального входного напряжения с произведением длительности импульса на входное импульсное напряжение. Коэффициенты трансформации (отношение меньшего числа витков обмотки к больше му числу витков) выбирают из следующего стандартизованного ряда: 0,01; 0,02; 0,05; 0,063; 0,08; 0,1; 0,125; 0,167; 0,2; 0,25; 0,28; 0,335; 0,4; 0,5; 0,6; 0,63; 0,67; 0,71; 0,75; 0,8; 0,85; 0,9; 0,95; 1,0.

Трансформаторы импульсные типа ММТИ, ММТИа. Импульсные трансформаторы в микромодульном исполнении типов ММТИ и ММТИа (микромодульный трансформатор импульсный) предназначены для работы в микромодульной аппаратуре, в импульсных устройствах РЭА и микроэлектронной аппаратуре. Примеры конструктивного исполнения трансформаторов ММТИ приведены на рис. 4.17, 4.18.





Рис. 4.17. Общий вид трансформатора типа ММТИ из пермаллоевых сплавов

Рис. 4.18. Общий вид трансформатора типа ММТИ из железоникелевых сплавов

Собирают трансформаторы, как правило, на стандартизованных керамических платах. Технология сборки предусматривает приклейку их к каркасу и распайку на керамической плате. В зависимости от функционального назначения и заданных технических параметров изготавливают трансформаторы на кольцевых магнитопроводах из пермаллоя, железоникелевых сплавов (без керамических плат), феррита различных марок.

Принципиальные электрические схемы трансформаторов типа ММТИ приведены на рис. 4.19.



Рис. 4.19. Принципиальные электрические схемы трансформаторов типов ММТИ: *а* — ММТИ20 — ММТИ39, ММТИ110 — ММТИ125, ; *б* — ММТИ20А — ММТИ39а. ММТИ3, ММТИ6, ММТИ7, ММТИ8; *в* — ММТИ317 — ММТИ328; *г* — ММТИ40 — ММТИ89, ММТИ129 — ММТИ165; *д* — ММТИ320 — ММТИ324, ММТИ355 — ММТИ362; *е* — ММТИ40а — ММТИ89а, ММТИ2, ММТИ5, ММТИ4, ММТИ9; *ж* — ММТИ345 — ММТИ348, ММТИ363, ММТИ364; *з* — ММТИ90 — ММТИ109

При разработке конструкторской документации и при заказе импульсных трансформаторов в микромодульном исполнении применяется сокращенное и полное условное обозначение, которое включает в свой состав буквенное обозначение ММТИ, гле буквы обозначают: микромодульный трансформатор импульсный; условный порядковый номер разработки трансформатора и обозначение стандарта.

Примеры электрических параметров трансформаторов ММТИ приведены в табл. 4.6 и 4.7.

Таблица 4.6. Электрические параметры импул	ьсных трансформаторов в микромо-
дульном исполнение с ферритовыми магнитоп	роводами

Типономинал грансформа- тора	Ток намагничи- вания на обмотке с наибольшим числом витков, мА, не более	Индуктив- ность первич- ной обмотки, мкГн	Длительность фронта импульса на нагрузках, мс, не более	Длитель- ность среза импульса на нагрузках. мс, не более	Коэффициент трансформа- ции
ММТИ6	55	920-3800	0,12	0,2	1:1
ММТИ7	198	920-3800	0,12	0,3	1:1
ММТИ8	154	1300-4400	0,13	0,2	2:1
ММТИ9	127	1400-4900	0,13	0,5	1:1:1
ММТИ10	55	2300-7800	0,25	0,25	3:1:1
ММТИ11	55	2300-7800	0,25	0,25	3:1
ММТИ12	127	1400-4900	0,13	0,5	1:1

Таблица 4.7. Входные параметры импульсных трансформаторов типа ММТИ с ферритовыми магнитопроводами

Типономинал грансформа- тора	Амплитуда входного импульса, мс, не более	Длительность входного импульса, мс, не более	Частота повторения импульсов, кГц	Сопротивление нагрузки, Ом	
				на обмотке II	на обмотке III
MMTИ2	18	5	10	200	200
ммтиз	18	1	10	30	
ММТИ4	10	1,5	10	200	200
MMTN5	18	0,4	10	65	30
MMT//6	18	1	10	180	
ММТИ7	18	1	10	180	—
MMT/8	18	2	10	65	—
MMTN9	18	2	5	1000	1000
ММТИ10	18	2	10	20	20
ММТИ11	18	2	10	20	
ММТИ12	18	2	5	1000	—

4.5. Работа трансформатора в режиме холостого хода

Холостым ходом трансформатора называется такой предельный режим его работы, когда к первичной обмотке подводится номинальное напряжение, а вторичная обмотка разомкнута. следовательно, ток в ней равен нулю ($I_2 = 0$).

Из этого режима работы можно определить ток холостого хода Ixx; потери холостого хода Pxx; коэффициент трансформации k; параметры намагничивающего контура zm, xm и rm. На рис. 4.20 схематически изображен однофазный трансформатор. Здесь w₁ и w₂ — количество витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.



Рис. 4.20. Схема испытания трансформатора в режиме холостого хода

Подведем к зажимам первичной обмотки А-Х напряжение $u_1(t)$, являющееся синусоидальной функцией времени.

В этом случае

 $u_1(t) = U_m \sin \omega t = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t$

где U_{m_1} – амплитуда подведенного напряжения; U_1 – действующее значение подведенного напряжения;

 $\omega = 2\pi f$ — угловая частота.

Под действием напряжения U1 по первичной обмотке потечет ток холостого хода I_{xx} , создающий магнитный поток Φ_{xx} . Преобладающая часть потока, замыкаясь по сердечнику, в результате сцепления с обеими обмотками образует основной магнитный поток Φ .

Другая часть потока, обычно гораздо меньшая, замыкается по немагнитной среде и образует магнитный поток рассеяния Φ_{σ} . Этот магнитный поток Φ_{σ} в основном сцеплен только с первичной обмоткой. Пользуясь уравнением равновесия ЭДС,

составим уравнения для первичной и вторичной обмоток трансформатора в комплексной форме

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_{xx} Z_1; \tag{4.1}$$

$$\dot{U}_{2xx} = \dot{E}_2.$$
 (4.2)

В силовых трансформаторах падение напряжения при холостом ходе обычно меньше 0,5% номинального, поэтому им обычпо пренебрегают и считают, что

 $U_1 = -\dot{E}_1$ или $u_1 = -e_1$.

На этом основании можно сказать, что кривая ЭДС е1 являстся зеркальным отражением кривой и₁ и ее часто называют обратной ЭДС.

Так как $u_1 = -e_1$, а $u_1 = U_{m_1} \sin \omega t$, то ЭДС определится из выражения

$$e_1 = E_{m_1} \sin \left(\omega t - \pi \right) = \sqrt{2} E_1 \sin \left(\omega t - \pi \right).$$

Согласно закону электромагнитной индукции

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi_t}{dt} = \sqrt{2}E_1 \sin\left(\omega t - \pi\right).$$

где Φ_t — мгновенное значение основного потока.

Интегрируя обе части этого равенства, имеем

$$\int d\mathbf{\Phi}_t = -\frac{\sqrt{2E_1}}{\omega w_1} \int \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) dt,$$

откуда

$$\mathbf{\Phi}_{t} = \frac{\sqrt{2}E_{1}}{\omega w_{1}} \int \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}). \tag{4.3}$$

Постоянную интегрирования мы должны принять равной нулю, так как при установившемся режиме работы поток постоянного направления в сердечнике трансформатора отсутствует. Формулу (4.3) можно представить в виде

$$\Phi_t = \Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}), \qquad (4.4)$$

где
$$\Phi_m = \frac{\sqrt{2E_1}}{\omega w_1} = \frac{\sqrt{2E_1}}{2\pi f w_1} = \frac{E_1}{\pi \sqrt{2} f w_1}$$
 — амплитуда магнитного

потока.

Отсюда получается основное выражение в теории трансформатора для действующего значения ЭДС

$$E_{1} = \sqrt{2\pi} f w_{1} \Phi_{m} = 4,44 f w_{1} \Phi_{m}.$$
(4.5)

Вторичная обмотка пронизывается тем же потоком Φ_m , поэтому

$$E_2 = \sqrt{2}\pi f w_2 \Phi_m = 4,44 f w_2 \Phi_m.$$
(4.6)

Отношение

$$k_{\rm r} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{U_{2\rm xx}}$$
(4.7)

называется коэффициентом трансформации.

Обычно коэффициент трансформации принято определять как отношение большей ЭДС к меньшей независимо от того, какая из обмоток является первичной ($k_r \ge 1$).

Ток холостого хода трансформатора. Ток холостого хода трансформатора имеет две составляющие — намагничивающую с действующим значением $I_{xx\mu}$, создающую основной магнитный поток Φ , и активную составляющую I_{xxa} , эквивалентную потерям в стали магнитопровода.

Так как сталь трансформатора насышена (например, в силовых трансформаторах), магнитный поток трансформатора не пропорционален намагничивающему току. Поэтому при синусоидальном потоке Ф намагничивающий ток *I*_{ххн} является несинусоидальным.

Для определения формы кривой тока $i_{xx\mu} = f(t)$ воспользуемся кривой намагничивания магнитопровода $\Phi = f(i_{xx\mu})$ и графиком изменения потока $\Phi = f(t)$. Графические построения показаны на рис. 4.21 и не требуют дополнительных объяснений.

Заменив действительную кривую намагничивающего тока эквивалентной синусоидой, получим ток (рис. 4.22)

$$I_{xx} = \sqrt{I_{xx\mu}^2 + I_{xxa}^2}.$$
 (4.8)







Рис. 4.22. Ток холостого хода трансформатора и его составляющие

Обычно ток $I_{xxa} \leq 10\%$ тока I_{xx} , поэтому он оказывает ничтожнос (меньше 0,5%) влияние на величину тока холостого хода. Угол α , на который поток Φ отстает от тока I_{xx} , называется углом магнитного запаздывания ($\alpha = 2-4^\circ$). Поэтому можно считать, го $I_{xx} \approx I_{xx\mu}$, т. е. при холостом ходе трансформатор из сети в основном потребляет намагничивающий ток.

Если $U_1 = U_{1H}$, то ток холостого хода $I_{xx} = 2 - 10\%$ от I_{xxH} . Приисм, меньшая цифра относится к более мощным трансформаторам, а большая — к маломощным.

Потери холостого хода трансформатора. При холостом ходе ток $I_2 = 0$ и полезная мощность трансформатора $P_2 = U_{2xx}I_2\cos\varphi_2 = 0$, г. е. трансформатор не совершает полезной работы. Поэтому мощность, потребляемая трансформатором, $P_{xx} = U_1I_{xx}\cos\varphi_1$ расходуется на покрытие потерь холостого хода, которые состоят из потерь в проводниках (меди) первичной обмотки $p_{M1} = I_{xx}^2 r_1$ и потерь в стали сердечника p_c . Следовательно,

$$P_{\rm xx} = p_{\rm MI} + p_{\rm c}.$$

Подсчет показывает, что даже в трансформаторах малой мощности с относительно большим током I_{xx} и сопротивлением r_1 они обычно меньше 2% от суммы потерь холостого хода. Поэтому можно принять, что

$$P_{\rm xx} = P_{\rm c},\tag{4.9}$$

т. е. мощность холостого хода практически расходуется только на потери в стали. Эти потери состоят из потерь на гистерезис p_r и вихревых токов p_{Bx} , причем $p_r = f$, а $p_{Bx} = f^2$.

Так как в трансформаторах частота f = const, то потери в стали зависят от магнитной индукции *B*. Причем доказано, что по-

133

тери пропорциональны B^2 . Поэтому $P_{uv} = p_0 \equiv B^2$

$$P_{\rm xx} = p_{\rm c} \equiv B^2 \,.$$
 (4.10)

С целью уменьшения потерь в стали в настоящее время в трансформаторостроении получает все большее применение холоднокатаная сталь с пониженными удельными потерями (марки Э310, Э320, Э330).

Схема замещения и векторная диаграмма трансформатора. По данным опыта холостого хода, из которого определяют U_1 , I_{xx} и P_{xx} , можно составить последовательную схему замещения трансформатора. Параметры схемы замещения рассчитываются по следующим формулам:

$$z_m = \frac{U_1}{I_{xx}}; \quad r_m = \frac{P_{xx}}{I_{xx}^2}; \quad x_m = \sqrt{z_m^2 - r_m^2}.$$
 (4.11)

Сопротивления z_m , r_m и x_m называются параметрами намагничивающего контура. На рис. 4.23 показана последовательная схема замещения трансформатора.



Рис. 4.23. Схема замещения трансформатора при холостом ходе



Рис. 4.24. Вскторная диаграмма холостого хода трансформатора

В соответствии с уравнениями равновесия ЭДС $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1$ и $\dot{U}_{2xx} = \dot{E}_2$ можно построить векторную диаграмму холостого хода трансформатора.

Проведем вектор основного магнитного потока Φ в положительном направлении оси абсцисс (рис. 4.24). Вектор тока I_{xx} опережает вектор Φ на угол α . Вектор ЭДС E_1 отстает от вектора потока Φ на 90°; вектор ЭДС E_2 вторичной обмотки совпадает по фазе с ЭДС E_1 (считаем, что трансформатор понижающий). Чтобы построить вектор напряжения U_1 , необходимо изобразить вектор $-E_1$. Приведенный трансформатор. Так как в общем случае $w_2 \neq w_1$, $E \neq E_1$, $I_2 \neq I_1$, $r_2 \neq r_1$ и $x_2 \neq x_1$, то эта разница затрудняет расчеты, построение векторных диаграмм и схем замещения. Затруднения устраняются пересчетом всех параметров трансформатора к одинаковому числу витков, обычно к числу витков первичной обмотки w_1 .

Поэтому вместо реального трансформатора с коэффициентом трансформации $k_{\tau} = \frac{w_1}{w_2}$ получают эквивалентный трансформатор с $k_{\tau} = \frac{w_1}{w_2} = 1$. Такой трансформатор называется приведенным,

а все величины — приведенными и обозначаются теми же симполами, что и действительные величины, но со штрихами сверху: L'_{2} , r'_{2} и т. д.

Таким образом,

$$w_2' = w_1, a \ w_2 = \frac{w_2'}{k_r} = \frac{w_1}{k_r}.$$

Однако указанное приведение параметров трансформатора не полжно отразиться на его энергетическом процессе и, следовательно, на режиме работы первичной обмотки. (Приведения сденаем для понижающего трансформатора.) Приведенная ЭДС

$$E_2' = \frac{w_1}{w_2} E_2 = k_{\rm T} E_2 = E_1 \quad (E_2 = \frac{E_2'}{k_{\rm T}})$$

При приведении тока полная мощность трансформатора полжна оставаться неизменной, т. е. $E'_2I'_2 = E_2I_2$. Отсюда привеленный ток

$$I_{2}' = \frac{E_{2}}{E_{2}'}I_{2} = \frac{E_{2}}{k_{T}E_{2}}I_{2} = \frac{1}{k_{T}}I_{2} = I_{1}.$$

При приведении активного сопротивления потери в меди полжны оставаться неизменными, т. е. $I_2'^2 r_2' = I_2^2 r_2$. Отсюда приподенное активное сопротивление

$$r_{2}' = \left(\frac{I_{2}}{I_{2}'}\right)^{2} r_{2} = \left(\frac{I_{2}}{\frac{1}{k_{r}}I_{2}}\right)^{2} r_{2} = k_{r}^{2}r_{2}.$$

Аналогично

$$x_2' = k_{\scriptscriptstyle \rm T}^2 x_2.$$

Если $z_{\rm c}$ — сопротивление потребителя, то по аналогии с x имеем

$$z_c' = k_T^2 z_c$$

В дальнейшем при рассмотрении любого режима работы бу дем иметь дело только с приведенным трансформатором.

4.6. Работа трансформатора в режиме короткого замыкания

Коротким замыканием называется такой предельный режим работы трансформатора, когда к первичной обмотке подведено какое-либо напряжение, а вторичная обмотка замкнута накоротко, следовательно, вторичное напряжение U_2 равно нулю.

В условиях эксплуатации, когда к трансформатору подведено номинальное напряжение, короткое замыкание является аварийным режимом, так как при этом в обмотках возникают токи, в 10—20 раз превышающие их номинальное значение. Эти токи резко повышают температуру обмотки, а электромагнитные силы значительно возрастают. Поэтому трансформатор должен обладать необходимой механической и термической прочностью. В его схеме должна быть предусмотрена защита, способная отключить от сети короткозамкнутый трансформатор.

Опыт короткого замыкания, когда к первичной обмотке подводится пониженное напряжение U_{κ} , при котором токи в обмотках равны номинальным, дает возможность определить напряжение короткого замыкания U_{κ} ; мощность, идушую на покрытие потерь при коротком замыкании P_{κ} ; параметры короткого замыкания z_{κ} , x_{κ} и r_{κ} .

На рис. 4.25 схематически изображен однофазный трансформатор, работающий в режиме короткого замыкания.



Рис. 4.25. Схема при испытании трансформатора в режиме короткого замыкания

Подведем к зажимам первичной обмотки A-X напряжение $U_{1\kappa}$, при котором токи в обмотках равны номинальным. Это напряжение, выраженное в процентах от номинального напряжения соответствующей обмотки, называется напряжением короткого замыкания, т. е. $u_{\kappa}(e_{\kappa}) = (U_{1\kappa}/U_{HOM})100\%$.

Напряжение короткого замыкания имеет важное значение и указывается на щитке трансформатора наряду с другими его поминальными данными. Оно составляет $u_{\kappa}(e_{\kappa})=5,5\pm10,5\%$. Причем с увеличением мощности и напряжения трансформагора напряжение короткого замыкания увеличивается. Так как по первичной и вторичной обмоткам приведенного трансформатора протекают номинальные токи, то они создают первичную и вторичную МДС *I*₁*w*₁ и *I*²*w*². Вступая между собой во взаимодействие, эти МДС создают в сердечнике трансформатора основной магнитный поток Φ_{κ} , который сцеплен с обеими обмотками трансформатора. Кроме того, МДС I_1w_1 и $I'_2w'_2$ образуют первичный и вторичный потоки рассеяния, причем каждый поток рассеяния, замыкающийся вне сердечника, в основном сцеплен с витками только этой обмотки. Поток Φ_{κ} создает в первичной и вторичной обмотках трансформатора ЭДС Е_{1к} и E_{2k} , а поток рассеяния — ЭДС

$$\dot{E}_{\sigma_1} = -j\dot{I}_1 x_1 \, \mathsf{M} \ \dot{E}_{\sigma_2}' = -j\dot{I}_2' x_2'.$$

Составим в комплексной форме уравнения для первичной н вторичной обмоток трансформатора, пользуясь уравнениями равновесия ЭДС

$$\dot{U}_{1\kappa} = -\dot{E}_{1\kappa} + \dot{I}_1 Z_1; \tag{4.12}$$

$$\dot{E}'_{2\kappa} - \dot{I}'_2 Z'_2 = 0. \tag{4.13}$$

Уравнение МДС запишется следующим образом:

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2' w_2' = \dot{I}_{xx} w_1. \tag{4.14}$$

Сократив обе части равенства на w_1 , так как $w_1 = w'_2$, получим уравнение токов

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_{xx},$$

Так как $U_{1\kappa}$ составляет 5–10% номинального напряжения. то основной поток в сердечнике трансформатора Φ_{κ} и необходимая для его создания намагничивающая составляющая МДС $I_{xx}w_1$ очень малы. Поэтому ими можно пренебречь. Тогда уравнение токов трансформатора при коротком замыкании запишется в виде

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = 0$$
 или $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2'$. (4.15)

Для реального трансформатора также справедливо равенство (4.14), которое примет следующий вид:

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = \dot{I}_{xx} w_1$$

А так как $I_{xx}w_1 \approx 0$, то, если иметь в виду только абсолютные значения I_1 и I_2 , получим соотношение токов в трансформаторе

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k_{\rm T}}.$$
(4.16)

Параметры и мощности потерь при коротком замыкании. Было установлено (4.15), что при коротком замыкании $\vec{I}_1 = \vec{I}_2^*$, поэтому уравнение электрического равновесия трансформатора принимает следующий вид:

$$\dot{U}_{1\kappa} = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_2' Z_2' = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_1 Z_2' = \dot{I}_1 [(r_1 + jx_1) + (r_2' + jx_2')] =$$

= $\dot{I}_1 [(r_1 + r_2') + j(x_1 + x_2')] = \dot{I}_1 (r_{\kappa} + jx_{\kappa}) = \dot{I}_1 Z_{\kappa}.$

Сопротивления

$$r_{\kappa} = r_1 + r_2', \quad x_{\kappa} = x_1 + x_2' \, \mathbb{M} \quad Z_{\kappa} = r_{\kappa} + j x_{\kappa}$$

называются параметрами короткого замыкания трансформатора.

Для определения параметров короткого замыкания производят опыт короткого замыкания, из которого определяют его напряжение, ток и мошность (U_{κ} , I_{1} и P_{κ}).

При коротком замыкании напряжение $U_2 = 0$ и полезная мощность трансформатора $P_2 = U_2 I_2 \cos\varphi_2 = 0$, т. е. трансформатор не совершает полезной работы. Поэтому мощность $P_{\kappa} = U_{\kappa} I_1 \cos\varphi_{\kappa}$, которую трансформатор потребляет при коротком замыкании, расходуется на покрытие потерь, состоящих из потерь в проводниках (меди) первичной и вторичной обмоток (p_{M1} и p_{M2}). Потерями в стали (p_c) пренебрегают потому, что при опыте короткого замыкания напряжение U_1 уменьшается в 20–30 раз по сравнению с опытом холостого хода, и потери в стали p_c уменьшаются и 400–900 раз.

Таким образом

$$P_{\kappa} = p_{M_1} + p_{M_2} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 = I_1^2 r_1 + I_2^{\prime 2} r_2^{\prime} = I_1^2 r_{\kappa}.$$

Параметры короткого замыкания определяются по формулам

$$z_{\kappa} = \frac{U_{\kappa}}{I_{1}}; \quad r_{\kappa} = \frac{P_{\kappa}}{I_{1}^{2}}; \quad x_{\kappa} = \sqrt{z_{\kappa}^{2} - r_{\kappa}^{2}}.$$
 (4.17)

4.7. Полная и упрощенная схемы замещения и векторная диаграмма трансформатора, работающего под нагрузкой

Считая, что вторичная обмотка приведена к первичной, урависния ЭДС для первичной и вторичной обмоток и уравнение МДС трансформатора примут следующий вид:

$$\dot{U}_{1} = -\dot{E}_{1} + \dot{I}_{1}Z_{1}; \qquad (4.18)$$

$$\dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' Z_2'; \tag{4.19}$$

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2' + \dot{I}_{xx}.$$
 (4.20)

В соответствии с уравнениями ЭДС и МДС можно построить схему замещения трансформатора. На этой схеме электромагнитная связь между обмотками заменяется электрической, так как $w_1 = w'_2$ и $E_1 = E'_2$.

Существует несколько схем замещения трансформатора. Пользуются обычно так называемой Т-образной схемой замешения, которая показана на рис. 4.26.

На схеме замещения трансформатор представлен как совокупность трех ветвей: *первичной* с сопротивлением Z_1 и током I_1 , *памагничивающей* с сопротивлением Z_m и током I_{xx} и параллельно приключенной к намагничивающей ветви — вторичной ветви с сопротивлением $Z'_2 + Z'_c$ и током I'_2 . Направление токов I_1 , I_{xx} и I'_2 лолжно соответствовать уравнению МДС $I_1 = -I'_2 + I_{xx}$. Т-образ-



Рис. 4.26. Т-образная схема замещения трансформатора

ная схема замещения трансформатора имеет лишь теоретическое значение для изучения физических процессов, происходя щих при работе трансформатора.

Чтобы упростить схему замещения и соответственно вектор ную диаграмму и придать ей практическое значение, в силовых трансформаторах током холостого хода I_{xx} пренебрегают, т. е. считают, что $I_1 = -I'_2$. Как известно, ток $I_{xx} = 3 \div 8\%$ от I_{H} . Сама по себе эта цифра довольно велика, если иметь в виду мощные трансформаторы. Но с учетом того, что токи I_{xx} и — I'_2 суммируются геометрически, ошибка значительно уменьшается. Кромс того, эта ошибка делается только относительно падения напря жения в первичной обмотке, которое для номинального тока является величиной второго порядка по сравнению с напряжением U_1 (падение напряжения составляет 3–5% от U_1). При сделанном допущении схема замещения трансформатора приобретает вид, показанный на рис. 4.27.

Схема представляет простейшую цепь, состоящую из последовательно соединенных резисторов:

$$Z_1 = r_1 + jx_1; \quad Z_2' = r_2' + jx_2' \quad \text{if } Z_c' = r_c' + jx_c'. \tag{4.21}$$

Так как $r_1 + r'_2 = r_k$, а $x_1 + x'_2 = x_k$, то упрошенную векторную диаграмму для активно-индуктивной нагрузки можно построить таким образом (рис. 4.28). Порядок построения диаграммы следующий. Проводим вектор тока \dot{I}_1 в положительном направлении оси ординат. Под углом φ_2 , соответствующим соѕ φ_2 , проводим вектор вторичного напряжения $-\dot{U}_2^i$, затем строим векторы падений напряжений $\dot{I}_1 r_k$ и $j\dot{I}_1 x_k$. Чтобы получить вектор напряжения \dot{U}_1 , необходимо вершину *A* соединить с началом построения векторной диаграммы — точкой 0.







Рис. 4.28. Упрощенная векторная диаграмма замещенного трансформатора при активно-индуктивной нагрузке

Внешней характеристикой трансформатора называют зависимость $U_2 = f(I_2)$ при $U_1 = \text{const} \text{ и } \cos\varphi_2 = \text{const}$ (рис. 4.29). При $I_2 = I_{211}$ и $\cos\varphi_2 = 0.8$ (индуктивная нагрузка) падение напряжения составляет $\Delta U_2 = 5-8\%$.

4.8. Автотрансформаторы

Автотрансформатором называется такой трансформатор, у которого имеется одна обмотка, принадлежащая одновременно первичной и вторичной системам. Так же, как и обычные трансформаторы, автотрансформаторы могут быть понижающими и повышающими, однофазными и трехфазными. Сердечники однофазных автотрансформаторов такие же, как у обычных трансформаторов — броневые и тороидальные.

На рис. 4.30 показана схема однофазного понижающего автотрансформатора. Первичной обмоткой здесь являются все витки *АХ*; вторичной обмоткой служит часть первичной между зажимами *аХ*.

Если первичную обмотку с числом витков w_1 подключить на полное напряжение U_1 , то на один виток будет приходиться напряжение U_1/w_1 . Тогда на зажимах вторичной обмотки с числом шитков w_2 будет напряжение

$$U_2 = \frac{U_1}{w_1} w_2 = \frac{U_1}{\frac{w_1}{w_1}} = \frac{U_1}{k_a},$$
 (4.22)



Рис. 4.29. Внешняя характеристика трансформатора



Рис. 4.30. Схема понижающего автотрансформатора

где $k_a = \frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{U_2}$ — коэффициент трансформации автотранс

форматора.

В случае повышающего автотрансформатора имеем

$$U_2 = U_{AX} = k_a U_{aX} = k_a U_1.$$

Рассмотрим работу автотрансформатора под нагрузкой (рис. 4.30).

Пренебрегая током холостого хода *I*_{xx} и потерями, можно написать следующее равенство мощностей:

 $U_1 I_1 \cos \varphi_1 = U_2 I_2 \cos \varphi_2.$

Поскольку $\cos\varphi_2 \approx \cos\varphi_1$, следовательно,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k_a},$$
(4.23)

т. е. и в автотрансформаторе имеем те же соотношения межлу напряжениями и токами, что и в обычном трансформаторе.

Рассмотрим распределение токов в различных частях обмоток. Через нагрузку Z_c протекает ток $I_2 = k_a I_1$ (для понижающего автотрансформатора), по общей части обмотки aX протекают токи I_1 и I_2 . Эти токи, как известно, находятся почти в противофазе. Поэтому результирующий ток I_{2p} с достаточной для практики точностью можно определить как алгебраическую разность токов, т. е.

$$I_{2p} = I_2 - I_1 = I_2 - \frac{1}{k_a}I_2 = I_2(1 - \frac{1}{k_a}).$$

Откуда

 $I_2 = I_1 + I_{2p}$.

Таким образом, ток нагрузки I_2 имеет две составляющие. Іок I_1 протекает по участку обмотки Aa и далее замыкается через нагрузку. Ток I_{2p} протекает под действием ЭДС E_2 , которая индуцируется в обмотке aX и направлена навстречу току I_1 . Этот ток замыкается также через нагрузку Z_c . Соответственно этим токам мощность из первичной системы во вторичную передается двояко, а именно:

• электрическим путем (благодаря гальванической связи) за счет тока *I*₁

$$P_{\rm par} = U_2 I_1 = U_2 \frac{1}{k_{\rm a}} I_2 = P_2 \frac{1}{k_{\rm a}}, \qquad (4.24)$$

The $U_2 I_2 = P_2;$

• электромагнитным путем за счет тока I_{2p} (как в обычном прансформаторе)

$$P_{_{\mathcal{Y}M}} = P_2 - P_{_{\mathcal{Y}7}} = P_2 - P_2 \frac{1}{k_a} = P_2 (1 - \frac{1}{k_a})$$
(4.25)

Соотношение между электромагнитной $P_{_{2M}}$ и электрической мощностью $P_{_{2M}}$ зависит от величины коэффициента трансформации. Причем, с увеличением коэффициента трансформации мощность $P_{_{2M}}$ уменьшается, а $P_{_{2M}}$ увеличивается. Следовательно, при больших коэффициентах трансформации целесообразно применять обычный трансформатор. Таким образом, практически автотрансформаторы применяются при коэффициентах трансформации $k_a = 1,25 \div 2$.

Преимущества автотрансформаторов, как следует из вышеизложенного, перед трансформаторами состоит в том, что в них меньне расход медной проволоки, выше КПД и меньше сердечник.

4.9. Измерительные трансформаторы

При напряжении больше 250 В и токах, превышающих несколько десятков ампер, все измерительные приборы переменного тока включаются через измерительные трансформаторы.
Различают трансформаторы тока и трансформаторы напряжения.

Трансформаторы тока. Первичная обмотка трансформатора тока состоит из одного или нескольких витков проволоки от носительно большого сечения и включается последовательно в цепь, ток которой измеряется (рис. 4.31). Вторичная обмот ка состоит из большого числа витков проволоки сравнительно малого сечения и замыкается на приборы с малым внутренним сопротивлением — амперметры, последовательные обмотки ваттметров, счетчиков и т. д. Таким образом, рабочий режим трансформатора тока представляет собой практически режим короткого замыкания.



Рис. 4.31. Схема трансформатора тока

При номинальном токе индукция в сердечнике трансформатора составляет $B = 0.08 \div 0.1$ Тл. Наличие небольшого намагничивающего тока I_{xx} влечет за собой погрешность, по величине кото рой трансформаторы тока делят на пять классов точности — 0.2; 0.5; 1; 3 и 10.

Трансформаторы тока изготовляются на номинальные пер вичные токи от 5 до 15 000 А и имеют, как правило, номиналь ный вторичный ток $I_2 = 5$ А (для внутренних установок). Шка лы приборов градуируются на первичный ток. В зависимости от назначения трансформаторы тока конструктивно оформлены весьма различно. В целях безопасности вторичная обмотка должна быть надежно заземлена.

Следует особо подчеркнуть, что вторичную обмотку ни в коем случае нельзя оставлять разомкнутой при включении трансфор матора или размыкать ее при работе. В этом случае трансформа тор переходит в режим холостого хода. Индукция в сердечникс возрастает во много раз по сравнению с ее номинальным значением — до 1,4—1,8 Тл, соответственно этому растут потери в стали, и при длительной работе неизбежен перегрев сердечника и порча изоляции обмоток. Но главную опасность представляет напряжение на зажимах разомкнутой вторичной обмотки U_{2xx} .

В грансформаторах тока с большим коэффициентом трансформации пики U_{2xx} достигают нескольких тысяч вольт и более и, следовательно, представляют несомненную опасность для обслуживающего персонала. Поэтому необходимо соблюдение постоянной замкнутости вторичной обмотки трансформатора тока на себя или на приборы.

Трансформаторы напряжения. Условия работы трансформатора напряжения соответствуют работе трансформатора в режиме толостого хода. Вторичная обмотка обычно заземляется. Номинальные вторичные напряжения этих трансформаторов обычно равны 100, $100/\sqrt{3}$ или 100/3 В. Чтобы допустимая погрешность трансформатора не выходила за определенные пределы, намагничивающий ток трансформатора должен быть ограничен. Для пого сердечники трансформаторов выполняют из стали высокого качества и относительно слабо насыщают ($B \le 0.6-0.8$ Тл). По величине допустимой погрешности трансформаторы напряжения делятся на четыре класса точности — 0.2; 0.5; 1 и 3 — и выполняются в виде однофазных и трехфазных.

Контрольные вопросы

 Поясните назначение и назовите конструктивные элементы трансформаторов.

2. Перечислите классификационные признаки трансформаторов.

3. Изложите основные термины и определения, характеризующие трансформаторы.

4. Назовите классификационные признаки трансформаторов питания.

5. Изложите классификацию согласующих трансформаторов.

6. Поясните работу трансформатора в режиме холостого хода.

7. Нарисуйте схему замещения и векторную диаграмму работы трансформатора.

8. Обоснуйте необходимость введения и сущность приведенного трансформагора.

9. Изложите работу трансформатора в режиме короткого замыкания.

10. Изобразите схему замещения и векторную диаграмму трансформатора, работающего под нагрузкой.

1. Назовите особенности конструкции и поясните принцип работы автопрансформаторов.

12. Поясните назначение и приведите типы измерительных трансформаюров.

Глава 5 ТРЕХФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

5.1. Общие положения о трехфазных системах

Генераторы, имеющие несколько обмоток, в которых инду цируются ЭДС одинаковой частоты, сдвинутые относительно друг друга по фазе, называются многофазными. Соответственно электрические цепи, имеющие в своем составе многофазные ис точники питания, называются многофазными системами [77].

В настоящее время в электроэнергетике и в радиоэлектронных средствах широко примененяются трехфазные системы пе ременного тока. Схема генератора трехфазного тока показана пл рис. 5.1. На статоре размещены три фазные обмотки, сдвинутые в пространстве относительно друг друга на 120° и 240°.



Рис. 5.1. Схематическое изображение генератора трехфазного тока

При вращении ротора в фазных обмотках индуцируются ЭДС, сдвинутые во времени на одни и те же углы. Мгновенные значения ЭДС аналитически могут быть представлены в следующем виде:

$$e_A = \sqrt{2} E \sin \omega t$$
; $e_B = \sqrt{2} E \sin(\omega t - 120^\circ)$; $e_C = \sqrt{2} E \sin(\omega t - 240^\circ)$. (5.1)

В комплексной форме эти выражения можно представить так:

$$\dot{E}_A = E; \quad \dot{E}_B = E e^{-j120}; \quad \dot{E}_C = E e^{-j240}.$$
 (5.2)

На рис. 5.2 представлены волновая и векторная диаграммы ЭДС трехфазного генератора.



Рис. 5.2. Волновая и векторная диаграммы ЭДС симметричного трежфазного генератора

Отметим, что сумма мгновенных значений фазных ЭДС трехфазного генератора равна нулю

$$e_{t} + e_{B} + e_{C} = \sqrt{2}E\sin\omega t + \sqrt{2}E\sin(\omega t - 120) + \sqrt{2}E\sin(\omega t - 240) = = \sqrt{2}E[\sin\omega t + \sin(\omega t - 120) + \sin(\omega t - 240)] = 0.$$
(5.3)

Соответственно сумма комплексов действующих значений фазных ЭДС симметричного трехфазного генератора также равна пулю

$$\dot{E}_{A} + \dot{E}_{B} + \dot{E}_{C} = E + Ee^{-j^{2}40} + Ee^{-j^{2}40} =$$

$$= E + E\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + E\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) =$$

$$= E\left(1 - \frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) = 0.$$
(5.4)

Начала фазных обмоток принято обозначать буквами A, B и C, их концы — X, Y и Z, а обмотки фаз — AX, BY и CZ.

Первой можно считать любую фазу генератора, второй — ту, в которой ЭДС отстает по фазе от первой на угол 120°, а третьей — фазу, в которой ЭДС отстает от ЭДС первой на угол 240°. Фазу *AX* условно будем считать первой, *BУ* — второй и *CZ* — третьей.

Порядок, в котором ЭДС, наводимые в фазах генератора. проходят через одни и те же значения, например положитель ные максимумы, называют последовательностью, или порядком чередования фаз. Если при вращении ротора генератора после довательность изменения фаз будет *ABCABC*, то такой порядок чередования фаз считают прямым. При изменении направления вращения ротора генератора порядок чередования фаз изменит ся. Для определения порядка чередования фаз существуют спе циальные приборы — фазоуказатели.

На рис. 5.3 схематично показана трехфазная цепь, фазы кото рой электрически не связаны друг с другом и питают отдельные потребители. Такая трехфазная система называется несвязан ной. Фактически такая система представляет собой три отде льные однофазные системы и требует шесть проводов.



Рис. 5.3. Несвязанная трехфазная цепь

В настоящее время используются трехфазные системы, элементы которых электрически соединены друг с другом. Такие трехфазные системы называют связанными. Существует два способа соединения обмоток генератора или элементов приемника — звездой и треугольником.



Рис. 5.4. Трехфазные системы при сосдинении генератора и потребителя: *a* — звездой; *б* — треугольником

На рис. 5.4 приведены схемы трехфазных систем при соедииснии генератора и потребителя звездой и треугольником. Обмотки синхронных генераторов соединяют, как правило, звезлой. Приемники электрической энергии могут соединяться или жездой, или треугольником.

5.2. Трехфазные системы, соединенные звездой

На рис. 5.5 представлена схема трехфазной системы, в которой генератор и приемники соединены звездой. Провод, соедиияющий узловые точки генератора и приемника (точки 0 и 0₁), называется нейтральным, или нулевым (сокращенно «нулем», или «нейтралью»), остальные провода, соединяющие генератор с приемником, — линейными.



Рис. 5.5. Трехфазная система при соединении генератора и приемника звездой

Лучи звезды приемника называют фазами приемника, а сопротивления этих фаз — фазными сопротивлениями Z_4 , X_B , Z_C (см. рис. 5.5).

Напряжения на зажимах фаз приемника $\dot{U}_{A_{[0]}}$, $\dot{U}_{B_{[0]}}$, $\dot{U}_{C_{[0]}}$ называют фазными напряжениями, а токи в фазных сопротивлениях — фазными токами. (При всех расчетах будем считать, что ЭДС напряжения и токи изменяются по синусоидальному закону.)

Напряжения между линейными проводами $\dot{U}_{A_1B_1}$, $\dot{U}_{B_1C_1}$, $\dot{U}_{C_1A_1}$ и токи в этих проводах \dot{I}_A , \dot{I}_B , \dot{I}_C называют соответственно линейными напряжениями и токами.

Из схемы рис. 5.5 видно, что ток $I_{\phi,4}$, протекающий, например, по фазному сопротивлению Z_4 , будет таким же, как и ток $I_{\mu,4}$, протекающий в линейном проводе.

Следовательно:

$$\vec{I}_{\phi A} = \vec{I}_{\pi A}; \quad \vec{I}_{\phi B} = \vec{I}_{\pi B}; \quad \vec{I}_{\phi C} = \vec{I}_{\pi C}$$

или производится запись для соединения потребителей звездой $\dot{I}_{\phi} = \dot{I}_{\pi}$ (5.5)

Линейные напряжения могут быть представлены как разности фазных напряжений:

$$\dot{U}_{A_{1}B_{1}} = \dot{U}_{A_{1}0_{1}} - \dot{U}_{B_{1}0_{1}}; \quad \dot{U}_{B_{1}C_{1}} = \dot{U}_{B_{1}0_{1}} - \dot{U}_{C_{1}0_{1}}; \quad \dot{U}_{C_{1}A_{1}} = \dot{U}_{C_{1}0_{1}} - \dot{U}_{A_{1}0_{1}}.$$
 (5.6)

Рассмотрим случай равномерной нагрузки фаз трехфазного потребителя, при котором комплексы пол-

ных сопротивлений всех фаз равны друг другу

$$Z_A = Z_B = Z_C.$$

При равномерной нагрузке фаз, так как $\dot{E}_A = \dot{E}_B = \dot{E}_C$, то $\dot{I}_A = \dot{I}_B = \dot{I}_C$, т. е. действующие значения фазных токов потребителя равны между собой, причем векторы этих токов смещены относительно друг друга на угол 120°, образуя симметричную систему векторов. На рис. 5.6 приведена векторная



Рис. 5.6. Векторная диа грамма ЭДС и токов для случая равномерной нагрузки фаз

диаграмма токов и ЭДС для случая равномерной нагрузки фаз. Ток в каждой фазе отстает от ЭДС той же фазы на угол

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{x}{r},\tag{5.7}$$

где *r* и *x* — активное и реактивное сопротивления фаз. В этом случае векторная сумма

$$\dot{I}_{\phi A} + \dot{I}_{\phi B} + \dot{I}_{\phi C} = 0.$$
 (5.8)

На основании формулы (5.8) приходим к заключению, что при равномерной нагрузке фаз сумма фазных токов в любой момент времени равна нулю и в нейтральном (нулевом) проводе ток также равен нулю. Отсюда происходит название «нулевой провод». При равномерной нагрузке фаз (трехфазные электродвигатели) этот провод не нужен.

Выведем соотношение между линейными и фазными напряжениями в случае равномерной нагрузки фаз. Согласно изложенному выше (5.6)

$$\dot{U}_{A_1B_1} = \dot{U}_{A_1B_1} - \dot{U}_{B_1B_1}.$$

Условно начальную фазу напряжения $\dot{U}_{4,0}$ примем равной нулю, а ее действующее значение обозначим через U_{ϕ} . Тогда

$$\dot{U}_{A_{1}0_{1}} = \dot{U}_{\phi}; \quad \dot{U}_{B_{1}0_{1}} = \dot{U}_{\phi} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right);$$

$$\dot{U}_{A_{1}B_{1}} = \dot{U}_{A_{1}0_{1}} - \dot{U}_{B_{1}0_{1}} = \dot{U}_{\phi} - \dot{U}_{\phi} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \dot{U}_{\phi} \left(\frac{3}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) =$$

$$= \dot{U}_{\phi} \sqrt{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2} \right) = \sqrt{3} \dot{U}_{\phi} e^{j30} , \qquad (5.9)$$

Следовательно, в трехфазной системе, соединенной звездой, и случае равномерной нагрузки фаз и при наличии нулевого провода при неравномерной нагрузке линейное напряжение в $\sqrt{3}$ раз больше фазного

$$\dot{U}_{A_1B_1} = \dot{U}_{,1} = \sqrt{3}\dot{U}_{,0} \,. \tag{5.10}$$

В соответствии с этим напряжения трехфазной системы представляют в виде дроби, числитель которой обозначает линейное напряжение, а знаменатель — соответственно фазное, например 220/127 В. Здесь 220 В — линейное напряжение, а 127 В — соответственно фазное.

Аргумент комплекса действующего значения линейного напряжения указывает на то, что фазное напряжение отстает по фазе от линейного на угол, равный 30°. Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений приведена на рис. 5.7.

Эту диаграмму можно представить и несколько иначе — разместить в виде замкнутого треугольника путем параллельного переноса вектора линейных напряжений (рис. 5.8).

Рассмотрим случай неравномерной нагрузки фаз. При неравномерной нагрузке алгебраическая сумма фазных током не равна пулю. По нулевому проводу протекает ток I_0

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C.$$
(5.11)







Рис. 5.8. Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений

Если нулевой провод отсутствует и, следовательно, $I_0 = 0$, токи I_A , I_B , I_C распределяются в фазах так, чтобы их алгебраическая сумма в узловой точке в силу первого закона Кирхгофа равнялась нулю. При перераспределении фазных токов (при неравномер ной нагрузке) изменяются также падения напряжений на фазных сопротивлениях — на больших сопротивлениях эти напряжения несколько возрастают, на меньших — уменьшаются. Потребите ли при этом работают в ненормальном режиме (рис. 5.9).



Рис. 5.9. Векторная диаграмма линейных и фазных напряжений трехфазного потребителя в случае неравномерной нагрузки фаз при отсутствии нулевого провода

Наличие нулевого провода предотвращает неравенство фазных напряжений. Поэтому говорят, что нулевой провод выравнивает фазные напряжения. Необходимо отметить, что при изменении фазных сопротивлений приемника линейные напряжения остаются практически неизменными. Это объясняется тем, что внутреннее сопротивление генераторов, трансформаторов и сопротивление линий электропередачи достаточно мало, и падение напряжения на них не превышает 5–10% номинального напряжения. Система векторов линейных напряжений представляет практически «жесткий» треугольник, в котором неподвижная точка 0 соответствует потенциалу узловой точки обмоток генератора, соединенных звездой (см. рис. 5.9).

5.3. Трехфазные системы, соединенные треугольником

Схема трехфазной системы при соединении приемника треуюльником представлена на рис. 5.10. Напряжения на зажимах фазных сопротивлений называют фазными — U_{ϕ} , а напряжения между линейными проводами называют линейными — U_{1} . Из схемы (рис. 5.10) видно, что в случае соединения трехфазного погребителя треугольником независимо от режима работы цепи фазные напряжения равны линейным.

Токи в линейных проводах — линейные токи I_4 , I_8 , I_C — в соопветствии с первым законом Кирхгофа равны разностям соотистственных фазных токов:

$$\dot{I}_{A} = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_{B} = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_{C} = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}.$$
 (5.12)

Для симметричной трехфазной системы в случае, когда натрузка фаз равномерная, фазные токи равны друг другу по величине и сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол, равный 120° (рис. 5.11).

При равномерной нагрузке фаз, принимая условно начальную фазу синусоидального тока I_{AB} равной нулю, можно записать



Рис. 5.10. Векторная диаграмма линейных и фазных гоков при соединении потребителя треугольником



Рис. 5.11. Трехфазная система при соединении потребителя треугольником

$$\dot{I}_{AB} = I; \quad \dot{I}_{BC} = I e^{-j 120^\circ}; \quad \dot{I}_{CA} = I e^{-j 240^\circ}.$$
 (5.13)

Поэтому

$$\dot{I}_{A} = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA} = I - Ie^{-j240^{\circ}} = I \left[1 - \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] = I \left(\frac{3}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) = I\sqrt{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j\frac{1}{2} \right) = I\sqrt{3}e^{-j30^{\circ}}.$$
(5.14)

Следовательно, при равномерной нагрузке фаз действующие значения линейных и фазных токов связаны соотношением

$$I_{\pi} = \sqrt{3}I_{\phi} . \tag{5.15}$$

Аргумент комплекса действующего значения линейного тока указывает на то, что фазный ток I_{AB} опережает по фазе линейный I_A на угол, равный 30°.

5.4. Мощность трехфазной системы

В любой сложной электрической цепи активная мощность, потребляемая всей цепью, равна сумме активных мощностей. потребляемых каждым из ее элементов.

Активная мощность, потребляемая трехфазным приемником электроэнергии, также равна сумме активных мощностей, потребляемых каждой из ее фаз, независимо от того, соединены фазы приемника звездой или треугольником.

Обозначив напряжения на сопротивлениях фаз приемника через U_A , U_B , U_C , токи в фазах приемника через I_A , I_B , I_C , а углы сдвига фаз между фазными напряжениями и фазными токами через φ_A , φ_B , φ_C , представим активную мощность, потребляемую трехфазным приемником электрической энергии, выражением

$$P_A = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C. \tag{5.16}$$

В случае равномерной нагрузки фаз

$$U_{A} = U_{B} = U_{C} = U_{\phi}; \quad I_{A} = I_{B} = I_{C} = I_{\phi}; \quad \varphi_{A} = \varphi_{B} = \varphi_{C} = \varphi.$$
 (5.17)

Следовательно,

$$P_a = 3U_{\rm th} I_{\rm th} \cos \varphi. \tag{5.18}$$

На практике чаще используются линейные напряжения и токи.

В этом случас при соединении звездой

$$I_{\phi} = I_{\pi}, \quad U_{\phi} = \frac{U_{\mu}}{\sqrt{3}},$$
 (5.19)

а активная мощность

$$P_a = 3 \frac{U_A}{\sqrt{3}} I_A \cos \varphi$$

11/11

$$P_a = \sqrt{3} U_{\rm p} I_{\rm p} \cos \varphi, \qquad (5.20)$$

иле U_л, I_л — линейное напряжение и линейный ток. При соединении треугольником

$$U_{\rm dp} = U_{\rm a}, \quad I_{\rm dp} = \frac{I_{\rm a}}{\sqrt{3}}.$$
 (5.21)

Подставляя эти соотношения в формулу

 $P_a = 3U_{\phi}I_{\phi}\cos\phi,$

находим, что

$$P_{\mu} = \sqrt{3}U_{\mu} I_{\mu} \cos\phi.$$
 (5.22)

Таким образом, в случае равномерной нагрузки фаз независимо от того, соединены ли фазы потребителя звездой или треугольником, для расчета активной мощности общей является формула

$$P_a = \sqrt{3}U_{\rm T} I_{\rm T} \cos\phi. \tag{5.23}$$

Аналогичным образом для реактивной и полной мощностей трехфазной нагрузки имеем

$$Q = \sqrt{3}U_{\pi} I_{\pi} \sin \varphi; \qquad (5.24)$$

$$S = \sqrt{3}U_{\rm T} I_{\rm T} \,. \tag{5.25}$$

Из приведенных выражений видно, что при пересоединении нагрузки со звезды на треугольник (или наоборот) активная и реактивная мощности не изменяются. При пересоединении нагрузки со звезды на треугольник при заданном линейном папряжении фазные токи возрастут в $\sqrt{3}$ раз, а линейный ток — в 3 раза, и поэтому мощность возрастет в 3 раза.

5.5. Трехфазные трансформаторы

Трехфазный трансформатор может быть составлен из трех однофазных (рис. 5.12), если их обмотки определенным обра зом соединить между собой (например, звездой). Такой транс форматор называют трансформаторной группой или групповым трансформатором. Трехфазные групповые трансформаторы применяются в мощных энергоустановках.





Рис. 5.12. Принципиальная схема трехфазной трансформаторной группы

Рис. 5.13. Магнитопровод трехфазного стержневого трансформатора

Для питания радиоэлектронных устройств обычно применяются трехфазные трансформаторы с общей магнитной системой через ярмо Я для трех фаз с тремя стержнями С, или трехстержневые трансформаторы (рис. 5.13). Каждая из обмоток трансформатора, как первичная, так и вторичная, может быть соединена: а) звездой; б) треугольником.

При соединении звездой концы обмоток образуют общую точку 0 (рис. 5.14, *a*). При соединении треугольником начало первой фазной обмотки соединяется с концом третьей, начало второй — с концом первой и начало третьей — с концом второй (рис. 5.14, *б*). В первом случае все начала, а во втором общис точки обмоток присоединяются к сети.

Следует отметить, что понятия начала и конца обмоток условны, однако они необходимы для правильного соедиисния фазных обмоток. В трехфазных трансформаторах положительному направлению тока от начала к концу обмотки лолжно соответствовать определенное направление магнитного потока в стержнях; в стержневых трансформаторах это направление должно быть одинаковым (см. рис. 5.13).



Рис. 5.14. Соединение обмоток: $a - звездой; \delta - треугольником$

Начала фазных обмоток высокого напряжения (BH) принято обозначать прописными (большими) буквами A, B и C, а концы их — буквами X, Y и Z, причем для обмоток фазы используются буквы AX, BY и CZ.

Начала и концы обмоток низкого напряжения (HH) обозначаются соответственно строчными (малыми) буквами — a, b, cи x, y, z.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение многофазной электрической системы.

2. Перечислите достоинства и преимушества трехфазных систем.

3. Поясните особенности связанных и несвязанных трехфазных систем.

4. Нарисуйте типы соединения трехфазных систем.

5. Запишите соотношения между линейными и фазными токами и напряжениями в трехфазной системе, соединенной звездой.

6. Нарисуйте векторные диаграммы фазных и линейных напряжений для случаев равномерной и неравномерной нагрузок.

7. Запишите соотношения между линейными и фазными токами и напряженнями в трехфазной системе, соединенной треугольником.

8. Запишите выражения для мошности в трехфазной системе, соединенной шездой и треугольником.

9. Назовите конструктивные особенности трехфазных трансформаторов.

Глава 6 МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

6.1. Общие сведения

На протяжении многих лет магнитные усилители (МУ) на ходили и находят весьма широкое применение в устройствах автоматического регулирования, управления и контроля РЭС Это обусловлено рядом их преимуществ перед электронными, полупроводниковыми, электромашинными и другими типами усилителей. К числу таких преимуществ относятся высокая экс плуатационная надежность вследствие отсутствия частей, пол верженных механическому износу; практически неограничен ный срок службы; высокая чувствительность (МУ реагирует на сигналы мощностью от 10⁻¹⁸ до 10⁻¹⁶ Вт); большой коэффициени усиления по мощности ($k_P \approx 10^3 - 2 \cdot 10^4$); мгновенная готовность к работе (не требует предварительного прогрева); нечувствительность к радиоактивным излучениям; высокая стабильность в работе (допускаются колебания напряжения и частоты источника питания в пределах ±(20-30)% от номинальных значений); высокое значение КПД и ряд других.

Перечисленные преимущества магнитных усилителей способствовали их широкому внедрению в устройствах военной техники. В частности, МУ применяются в качестве усилителен мощности в следящих системах РЛС и АСУ, элементов сравнсния, фазочувствительных усилителей, преобразователей сигналов постоянного тока в сигналы переменного тока и т. д. [77].

Усиление с помощью МУ так же, как и с помощью других типов усилителей, достигается за счет энергии местного источника, которой управляют сигналы небольшой мощности, поступающие на вход усилителя (рис. 6.1).

Магнитный усилитель, как и электронный, относится к классу параметрических усилителей. Если в электронном усилителе под воздействием входного сигнала изменяется такой параметр, как внутреннее сопротивление лампы R_i (рис. 6.1, *a*), то в МУ изменяется индуктивность *L*, а следовательно, и $x_L = \omega l$. (рис. 6.1, δ). Вследствие изменения указанных параметров происходит перераспределение падений напряжений между сопротивлением нагрузки $R_{\rm H}$ и сопротивлениями R_i в электронном и r_i в магнитном усилителях, что влечет за собой изменение мощности, выделяемой на $R_{\rm H}$. Для электронного усилителя испольустся местный источник энергии постоянного тока, для магнитного — источник переменного тока.



Рис. 6.1. Эквивалентные схемы: *а* — электронного усилителя; *б* — магнитного усилителя

Единственным существенным недостатком магнитных усилителей, который частично ограничивает их применение в системах автоматического регулирования и управления, является иначительная инерционность, обусловленная индуктивностью пени управления. Однако создание качественных ферромагнитных материалов и совершенствование схем магнитных усилителей позволяет в настоящее время получать сравнительно малые иначения постоянной времени МУ.

6.2. Устройство и принцип действия магнитного усилителя

Простейший магнитный усилитель схематически показан на рис. 6.2.



Рис. 6.2. Простейший магнитный усилитель

Он состоит из замкнутого ферромагнитного сердечника и двух обмоток: переменного тока w_{-} (или ее еще называют ра бочей обмоткой w_{p}) и постоянного тока w_{-} (обмотки управлс ния w_{y}). Обмотка переменного тока, включенная последова тельно с сопротивлением нагрузки $R_{\rm H}$, питается от местного источника напряжением переменного тока, а обмотка посто янного тока воспринимает сигнал управления в виде напря жения постоянного тока. Дроссель в цепи управления предна значен для подавления переменной ЭДС, трансформируемои из рабочей цепи. Благодаря этому исключается влияние цепи переменного тока на цепь управления.

Для уяснения принципа действия МУ, основанного на нелинейном характере кривой намагничивания ферромагнитного ма териала, воспользуемся рис. 6.3. При отсутствии сигнала управления, когда постоянная составляющая индукции B_{\pm} равна нулю, проекция переменной составляющей индукции B_{\pm} (кривая *a*) на кривую намагничивания *MON* показывает, что амплитула напряженности переменного поля H_{\pm} имеет незначительную величину (кривая *a'*). При наличии постоянной составляющей индукции B_{\pm} и при том же заданном изменении индукции *B*



Рис. 6.3. Влияние постоянной составляющей индукции *В* на величину напряженности, создаваемой обмоткой переменного тока

160

(кривая δ), однозначно определяемом напряжением источника питания, напряженность H_{\pm} возрастает (кривая δ').

Поскольку напряженность поля

$$H_{-} = \frac{w_{\rm p} I_{-}}{l} \tag{6.1}$$

может быть создана только током, проходящим по обмотке переменного тока, то кривые a' и δ' в другом масштабе представляют собой токи, протекающие в этой обмотке.

Величина тока, протекающего через обмотку w_p и последомательно включенное сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$, в соответстипи с законом Ома для цепи переменного тока определяется мыражением

$$I_{-} = \frac{U_{-}}{\sqrt{(R_{\rm H} + R)^2 + (\omega L)^2}},$$
 (6.2)

иле $R_{\rm c}$ и ωL — соответственно активное и индуктивное сопротипления обмотки переменного тока.

Увеличение этого тока объясняется тем, что при подмагничивании сердечника постоянным током уменьшается так называемая линамическая, или действующая проницаемость µ- (проницаемость сердечника, обусловленная переменным током). Это привонит, в свою очередь, к уменьшению индуктивности, а следовательно, и индуктивного сопротивления обмотки переменного тока

$$\omega L = \omega \frac{w_{p}^{2} SB_{m}}{II_{m}} = \omega \frac{w_{p}^{2} S}{I} \mu_{0} \mu_{-} = k \mu_{-}.$$
(6.3)

ыс S — сечение сердечника; I — средняя длина пути потока в сердечнике; μ_0 — абсолютная проницаемость пустоты; μ_- относительная действующая проницаемость.

Как известно [77], при намагничивании сердечника постоянным полем с напряженностью $H = \frac{I_w}{I}$ изменение индукции *B* и пронипаемости µ происходит по нелинейному закону (рис. 6.4, *a*). При памагничивании сердечника до насышения индукция становится максимальной, а проницаемость — минимальной. При этом µ принимаст минимальные значения независимо от знака напряженности *H*. Чсм круче характер нарастания индукции, тем больше максимальное

161



Рис. 6.4. Характеристики магнитных свойств материалов сердечников

значение проницаемости μ_m и резче спадает зависимость $\mu = f(II)$ (пунктирные кривые на рис. 6.4, *a*).

В идеальном случае, когда кривая намагничивания имеет прямо угольную форму (рис. 6.4, δ), максимальное значение проницаемости равно бесконечности.

Иногда для наглядности удобнее пользоваться зависимостью $\mu = f(B)$ (рис. 6.4, *в*). Так как с увеличением *B* напряженность *H* растет быстрее, то характер зависимости остается таким же, как и у зависимости $\mu = f(H)$.

Под относительной магнитной проницаемостью μ понимается от ношение абсолютной проницаемости вещества $\mu_a = B/H \kappa$ абсолютной проницаемости пустоты μ_0

$$\mu = \frac{\mu_a}{\mu_0} = \frac{B}{\mu_0 H}.$$
(6.4)

Под действующей (или динамической) магнитной проницаемостью μ_{-} понимают среднее значение непрерывно изменяющейся проницаемости сердечника под действием переменного тока. На рис. 6.5 показано, что при синусоидальном изменении индукции $B_{-} = B_m \sin \omega t$ и отсутствии сигнала управления (когда постоянная составляющая индукции B_{\pm} равна нулю) проницаемость μ_{-} во времени изменяется с удвоенной частотой источника переменного тока.

Удвоение частоты при отсутствии постоянной составляющей индукции объясняется тем, что проницаемость сердечника принимает минимальные значения независимо от знака намагничивающего поля.

Как видно из рисунка, при отсутствии постоянной составляющен индукции среднее значение проницаемости велико и равно μ_{-1} . При наличии постоянной составляющей индукции $B_{=} = B'_{=}$, обусловленной сигналом управления, среднее значение проницаемости уменьшается до μ_{-2} . С возрастанием постоянной составляющей индукции до величины, превышающей амплитудное значение переменной составиляющей B_m , частота изменения проницаемости во времени становится равной частоте источника питания рабочей обмотки.



Рис. 6.5. Изменение проницаемости сердечника во времени при отсутствии и наличии постоянной составляющей индукции

Графики изменения проницаемости μ_{-} и индуктивности *L* в заинсимости от сигнала управления $I_y(H_y)$ приведены на рис. 6.6, *a*, и график изменения тока I_{+} в цепи нагрузки — на рис. 6.6, *б*.

Таким образом, изменяя подмагничивание сердечника со стороны обмотки управления, можно управлять током в цепи нагрузки. Достаточная величина напряженности поля $H_y = \frac{w_y I_y}{t}$,



Рис. 6.6. Графики изменения проницаемости и индуктивности: *а* — от сигнала управления; *б* — от тока в цепи нагрузки

необходимая для изменения проницаемости µ_x, а следовательно, и индуктивного сопротивления обмотки w_p в широких пре делах, может быть получена при весьма малых значениях тока управления за счет увеличения числа витков обмотки управле ния w_y. Это позволяет с помощью слабых сигналов на входе MM управлять большой мощностью на выходе.

Зависимость $I_n = f(I_y)$ (рис. 6.6, б) называют характеристикой ут равления (проходной характеристикой). Как видно из рисунка, при токе управления $I_y = 0$ ток нагрузки $I_H \neq 0$. Это объясняется тем, что практически получить $\omega L = \infty$ невозможно. Значение тока I_n при $I_y = 0$ называют током холостого хода и обозначают I_{xx} . При насыщении сердечника ток нагрузки I_H достигает максимального значения и при дальнейшем увеличении I_y не изменяется.

Симметричный вид характеристики управления свидетель ствует о том, что простейший МУ на знак сигнала управления не реагирует, т. е. фаза тока нагрузки при смене знака *I*_y остается прежней. Такие магнитные усилители называются однотактными.

Отметим, что с увеличением крутизны кривой намагничива ния сердечника для намагничивания его до насыщения потре буется меньшее значение напряженности поля $H_y = I_y \omega_y / l$. Сле довательно, для получения прежней мощности в цепи нагрузки потребуется меньшая мощность в цепи управления. Очевидно, что чувствительность и коэффициент усиления МУ увеличатся. Характеристика управления станет более крутой (пунктирная кривая на рис. 6.6, δ).

6.3. Конструкции магнитных усилителей

Существенным недостатком рассмотренного простейшего МУ (см. рис. 6.2) является необходимость включения в цепь управления дополнительного элемента — дросселя Др — для подавления переменной ЭДС, трансформируемой из рабочей цепи. Включение дополнительной индуктивности приводит, в свою очередь, к увеличению постоянной времени цепи управления $T_y = L_y/R_y$ и, следовательно, к ухудшению динамических свойств МУ.

Поэтому на практике применяют конструкции, состоящие из двух сердечников. На рис. 6.7, *а* показан МУ, сердечники которого набираются из штампованных П-образных пластин.



Рис. 6.7. Конструкции МУ:

а — двухсердечниковая на П-образных пластинах; *б* — двухсердечниковая на тороидах;
 в — односердечниковая на Ш-образных пластинах

Обмотки w_в левого и правого сердечников включаются между собой так, чтобы переменные магнитные потоки, пульсирующие в стержнях, охваченных обмоткой управления, были направлены встречно. При этом переменные ЭДС, индуцируемые в обмотке wy встречно направленными потоками, будут взаимно компенсироваться. Очевидно, что потребность в дросселе отпадает и постоянная времени цепи управления определится лишь индуктивностью обмотки wy. Недостатком такой конструкции является наличие большого числа воздушных зазоров на стыках П-образных пластин. Это уменьшает магнитную проницаемость сердечника и, следовательно, ограничивает рабочий участок характеристики МУ. Устранение этого недостатка достигается применением тороидальных сердечников (рис. 6.7, б). Последние набираются из штампованных колец либо наматываются из длинных лент. Основным недостатком тороидальных конструкций является технологическая сложность производства при намотке обмоток. Поэтому тороидальные конструкции применяются в основном цля изготовления маломощных чувствительных усилителей.

При проектировании мошных усилителей используют одно сердечниковые (рис. 6.7, *в*) либо двухсердечниковые конструкции на Ш-образных пластинах. Применение Ш-образных пластии позволяет значительно сократить число воздушных зазоров, этим достигается лучшее использование магнитных свойств матери ала сердечника. Недостаток односердечниковой конструкции в том, что переменный магнитный поток замыкается только черст крайние стержни, не проникая в средний. Таким образом, среднии стержень активного участия в усилении не принимает, т. е. ферромагнитный материал используется неэффективно. Поэтому при проектировании МУ на большие мощности с целью уменьшения массы на единицу мощности используют двухсердечниковые броневые конструкции (рис. 6.8). Изображение магнитных усилителей в соответствии с ГОСТ 2.723–68 показано на рис. 6.9.





Рис. 6.9. Принципиальная электрическая схема МУ с выходом на постоянном токе

Рис. 6.8. Конструкция броневого МУ: a - разрез по линии BB; 6 - разрез по линии AA

Обмотки переменного тока у таких конструкций размещаются на средних стержнях двух сердечников, а затем оба сердечника охватываются общей обмоткой управления. Обмотки переменного тока включаются между собой так, чтобы пульсирующие потоки в средних стержнях были направлены встречно. На рис. 6.8 направления потоков обозначены точкой и крестиком. При таком условии ЭДС, индуцируемые в обмотке управления, взаимно компенсируются.

В схемах с выходом на постоянном токе используются вы прямители, которые включаются последовательно с обмотками переменного тока.

6.4. Трансформаторный магнитный усилитель

Часто трансформаторный магнитный усилитель называют управляемым трансформатором. В отличие от рассмотренных сусм он содержит первичные и вторичные обмотки переменного тока (рис. 6.10). В зависимости от соотношения витков обмоток получают тот или иной коэффициент трансформации $k_1 = w_{-2} / w_{-1}$.



Рис. 6.10. Трансформаторный МУ

Последовательно с первичной обмоткой включается сравнительно большое балластное сопротивление R_6 , благодаря которому обеспечивается поддержание $I_1 \cong \text{const}$ и перераспределение падений напряжений между w_{-1} и R_6 при изменении сигнала управления. Сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$ подключено к зажимам поричной обмотки w_{-2} . При токе $I_y = 0$ индуктивное сопротивление обмоток w_{-1} велико, поэтому падение напряжения U_L на первичных обмотках будет максимальным, а U_r на сопротивлении R_6 — минимальным. Напряжение U_L трансформируется во поричную обмотку и прикладывается к нагрузке. Ток нагрузки

$$I_{\rm H} = \frac{w_{\sim 2}}{w_{\sim 1}} \frac{U_L}{R_{\rm H}} = \frac{k_{\rm T} U_L}{R_{\rm H}}$$
(6.5)

будет максимальным.

По мере увеличения I_y уменьшится индуктивное сопротивление обмотки $w_{>1}$ и соответственно напряжение U_L . Напряжение и ток во вторичной цепи, очевидно, также уменьшатся. Нетрулно видеть, что характеристика управления трансформаторного МУ должна имеет вид, приведенный на рис. 6.11, *a*.



Рис. 6.11. Характеристика управления трансформаторного МУ: *а* — без обмотки смещения; *б* — с обмоткой смещения

Для того чтобы при токе управления $I_y = 0$ ток нагрузки быт минимальным, на средний стержень добавочно наматывают обмотку смещения w_{cM} . На рис. 6.10 она показана пунктиром. При наличии тока смещения I_{cM} эта обмотка с напряженностью поля H_{cM} намагничивает сердечник до насыщения, напряжение U_I падает, и при отсутствии сигнала управления трансформирусмое напряжение U и ток нагрузки будут минимальными.

Характеристика управления усилителя с обмоткой смещения примет вид, показанный на рис. 6.11, δ . Для нормальной работы усилителя напряженность обмотки управления H_y должна быть направлена встречно H_{cm} .

6.5. Коэффициент усиления магнитного усилителя

Под коэффициентом усиления МУ понимается отношение приращения выходной величины к приращению входной. В зависимости от вида величин различают:

коэффициент усиления по току

$$k_I = \frac{\Delta I_{\rm H}}{\Delta I_{\rm y}};\tag{6.6}$$

коэффициент усиления по напряжению

$$k_U = \frac{\Delta U_{\rm H}}{\Delta U_{\rm y}} \tag{6.7}$$

н коэффициент усиления по мощности

$$k_P = \frac{\Delta P_{\rm H}}{\Delta P_{\rm v}}.\tag{6.8}$$

Найдем коэффициент усиления по току для идеализированного магнитного усилителя, собранного по схеме с выходом на постоянном токе (рис, 6.12, *a*). Под идеализированным МУ понимается усилитель, у которого сердечники характеризуются отсутствием потерь на гистерезис и имеют кривую намагничивания, олизкую к прямоугольной, изображаемую в виде трех прямых (рис. 6.12, δ), активное сопротивление обмоток w_p равно нулю, а вентили — с нулевым сопротивлением в прямом направлении



Рис. 6.12. Магнитный усилитель с идеальной кривой намагничивания: *а* — схема усилителя; *б* — идеальная кривая намагничивания; *в* — изменение индукции при отсутствии *H*_v

и бесконечным — в обратном. Такая идеализация МУ позволяет получить сравнительно простые расчетные выражения, приголные, как установлено практикой, для инженерных расчетов.

Амплитудное значение напряжения питания МУ

$$U_m = 2\pi f w_p S B_m \tag{6.9}$$

выбирается всегда такой величины, чтобы максимальная индукция

$$B_m = \frac{U_m}{2\pi f w_p S} \tag{6.10}$$

была меньше индукции насыщения сердечника B_S (рис. 6.12, e). Тогда при отсутствии сигнала управления ни один из сердечников не насыщается и, как видно из идеализированной кривой намагничивания, напряженность поля в обоих сердечниках бу дет минимальной и равной напряженности холостого хода H_{xx}

$$H_{z} = \frac{i_{z} w_{\rm p}}{l} = H_{\rm xx}.$$
 (6.11)

Отсюда следует, что мгновенное значение тока в цепи нагрузки

$$i_{\sim} = \frac{H_{xx}l}{w_p} = i_{xx}.$$
 (6.12)

При наличии сигнала управления в каждом сердечнике МУ образуется результирующая напряженность поля, кото рая определяется переменной H_{-} и постоянной H_{y} составля ющими. В один из полупериодов питающего напряжения результирующая напряженность H_{π} левого сердечника, когда H_{-} направлена встречно H_{-} (рис. 6.12, *a*), будет равна разности напряженностей

$$H_{\rm n} = H_{\rm a} - H_{\rm y} = \frac{1}{l} (i_{\rm a} w_{\rm p} - i_{\rm y} w_{\rm y}), \qquad (6.13)$$

а напряженность правого сердечника — сумме напряженностей

$$H_{\rm ff} = H_{\sim} + H_{\rm y} = \frac{1}{l} (i_{\sim} w_{\rm p} + i_{\rm y} w_{\rm y}), \qquad (6.14)$$

$$i_{-} = \frac{(H_{\rm n} + H_{\rm a})l}{2w_{\rm p}}, \qquad i_{\rm y} = \frac{(H_{\rm n} - H_{\rm a})l}{2w_{\rm y}}.$$
 (6.15)

Сердечник, у которого напряженности H_{-} и H_{y} вычитываются, не может стать насыщенным, поскольку его результирующая средныя напряженность в течение рассматриваемого полупериода становится пренебрежимо малой, т. е. $H_{\pi} \approx 0$. Тогда мгновенные значения токов в цепи нагрузки и цепи управления будут определяться результирующей напряженностью H_{π} правого сердечника:

$$i_{\sim} = \frac{H_{\pi}l}{2w_{p}} \quad \text{i} \quad i_{y} = \frac{H_{\pi}l}{2w_{y}},$$

откуда находим связь между токами *i*-и *i*_у

$$i_{\rm w} w_{\rm p} = i_{\rm y} w_{\rm y} \,.$$
 (6.16)

В следующий полупериод сердечники поменяются ролями, и иначения токов будут определяться результирующей напряженностью *H*_л левого сердечника.

В теории МУ равенство (6.16) называют уравнением равновесия ампер-витков рабочей цепи и цепи управления. Это уравнение остается справедливым для мгновенных значений тока в течение всего полупериода как в переходном, так и в устанонившемся режимах до тех пор, пока постоянная составляющая напряженности H_y не превышает напряженности насыщения. При таком условии уравнение (6.16) будет справедливым и для средних значений токов, т. е.

$$I_{\rm cp}w_{\rm p} = I_{\rm y}w_{\rm y}\,.\tag{6.17}$$

Из полученного равенства можно найти коэффициент усиисния по току идеализированного МУ, выраженный через парамстры обмоток

$$k_{I} = \frac{I_{\rm cp}}{I_{\rm y}} = \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p}}.$$
 (6.18)

Так как выпрямленный ток нагрузки $I_{\rm H} = I_{\rm cp}$, то для МУ с выходом на постоянном токе получим:

коэффициент усиления по току

$$k_{I} = \frac{I_{\rm H}}{I_{\rm y}} = \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p}};$$
(6.19)

коэффициент усиления по напряжению

$$k_{U} = \frac{I_{\rm B}R_{\rm H}}{I_{\rm y}R_{\rm v}} = \frac{w_{\rm y}R_{\rm H}}{w_{\rm p}R_{\rm y}}; \qquad (6.20)$$

коэффициент усиления по мощности

$$k_{P} = \frac{I_{H}^{2}R_{H}}{I_{y}^{2}R_{y}} = \frac{w_{y}^{2}R_{H}}{w_{p}^{2}R_{y}}.$$
 (6.21)

Для МУ с выходом на переменном токе выражения для коэффициентов усиления различаются на величину коэффициента формы $k_{\phi} = 1,11$. Это обусловлено тем, что действующее значсние тока нагрузки $I_{\rm H} = k_{\phi} I_{\rm cp}$. Тогда для идеализированного МУ с выходом на переменном токе получим

$$k_{I_{\gamma}} = \frac{I_{\mu}}{I_{y}} = k_{\phi} \frac{I_{cp}}{I_{y}} = k_{\phi} \frac{w_{y}}{w_{p}}; \qquad (6.22)$$

$$k_{U^{\sim}} = k_{\Phi} \frac{w_{y} R_{H}}{w_{p} R_{y}}; \qquad (6.23)$$

$$k_{P-} = k_{\Phi}^2 \frac{w_y^2 R_{\mu}}{w_p^2 R_y}.$$
 (6.24)

Поскольку у реальных магнитных усилителей кривая наманичивания отличается от идеализированного, сопротивление обмоток *w*, не равно нулю и вентили имеют конечные значения сопротивлений в прямом и обратном направлениях, то выражения для коэффициентов усиления будут отличаться от полученных формул. В частности, установлено [27], что коэффициент усиления по току для реального МУ

$$k_{I} = \frac{\frac{w_{y}}{l_{z}}\sigma}{\frac{w_{p}}{2l_{z}} + \frac{R_{H}}{4,44fw_{p}S\mu_{z}c}},$$
(6.25)

где $R_{\rm H}$ — суммарное активное сопротивление цепи нагрузки, состоящее из активных сопротивлений нагрузки и обмоток $w_{\rm p}$ и прямого сопротивления вентилей; $l_{=}$ и l_{-} — длина пути для постоянного и переменного потоков соответственно; c — ко эффициент, зависящий от выбора амплитудного значения B_m ; σ — крутизна характеристики намагничивания. Как следует из приведенного выражения, коэффициент усиасния реального МУ зависит не только от соотношения витков w_{μ} и w_{y} , но и от магнитных свойств сердечника, его размеров, частоты источника питания и сопротивления нагрузки.

Однако, как показывают исследования реальных МУ, сердечники которых имеют кривую намагничивания, близкую к прямоугольной, влияние дополнительно указанных параметров на кожфициент усиления пренебрежимо мало. Поэтому с точки врения простоты и точности приближенных инженерных расчетов даже при использовании сердечников из трансформаторной стали применение выражений, полученных при рассмотренных аопущениях для идеализированных МУ, оказывается вполне оправданным.

6.6. Методы повышения коэффициента усиления магнитного усилителя

Увеличить коэффициент усиления МУ, как следует из выражений (6.16) и (6.25), можно:

1) увеличением числа витков обмотки управления. При этом следует помнить, что будет увеличиваться индуктивность и, разумеется, постоянная времени цепи управления $T_y = L_y/R_y$. Последнее нежелательно, так как большая инерционность отдельных элементов в любой системе автоматического регулирования приводит к ухудшению ее динамических свойств;

 применением высококачественных ферромагнитных материалов. Сердечники с большой крутизной кривой намагничивания позволяют получить усилители с более высоким значением коэффициента усиления;

3) увеличением частоты источника питания. Как видно из пыражения (6.25), возрастание f приводит к уменьшению знаменателя, а в конечном итоге — к увеличению k_i ;

4) увеличением числа каскадов усиления. При этом общий коэффициент усиления многокаскадного МУ будет равен произведению коэффициентов усиления отдельных усилителей

$$k = k_1 k_2 \dots k_i \dots k_n;$$

5) применением положительной обратной связи (ПОС). Этот способ позволяет увеличивать коэффициент усиления по мощности в 50–100 раз и более. На практике различают обратные связи внешние и внутренние, по току и по напряжению.

Рассмотрим схему МУ с внешней обратной связью по току (рис. 6.13, *a*). Характерным признаком наличия внешней обратной связи в МУ является дополнительная обмотка w_{oc} , которая размещается так же, как и обмотка управления. Через обмотку обратной связи w_{oc} пропускают выпрямленный ток нагрузки, ко торый создает дополнительное поле подмагничивания H_{oc} . Если поле обратной связи H_{oc} действует согласно с полем управления H_{y} , то обратная связь будет положительной. При встречном действии полей получим отрицательную обратную связь (ООС).



Рис. 6.13. Магнитный усилитель с внешней обратной связью: *a* — схема с обратной связью по току; *б* — схема с обратной связью по напряжению

Схема усилителя с внешней обратной связью по напряжению показана на рис. 6.13, *б*. В отличие от схемы с обратной связью по току, через обмотку w_{oc} этой схемы протекает ток, пропорциональный напряжению на нагрузке. Недостатком схем с обратной связью по напряжению является то, что для получения такого же коэффициента усиления они требуют большего числа витков обмоток w_{oc} . В обеих схемах для перехода от ПОС к ООС достаточно поменять концы обмоток w_{oc} либо изменить полярность входного сигнала.

6.7. Коэффициент усиления магнитного усилителя с обратной связью

При наличии обратной связи уравнение равновесия ампер витков цепи управления и рабочей цепи принимает вид

$$I_{\rm y} w_{\rm y} \pm I_{\rm cp} w_{\rm oc} = I_{\rm cp} w_{\rm p},$$
 (6.26)

Решая это уравнение относительно тока в рабочей цепи, получаем

$$I_{\rm cp} = I_{\rm y} \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p} \mp w_{\rm oc}},\tag{6.27}$$

пле знак «-» соответствует положительной ОС, а знак «+» - отрицательной.

Для усилителей с выходом на постоянном токе, у которых $I_{\mu} = I_{cp}$, коэффициент усиления по току с учетом (6.27) будет

$$k_{I_{\rm ec}} = \frac{I_{\rm H}}{I_{\rm y}} = \frac{I_{\rm cp}}{I_{\rm y}} = \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p} \mp w_{\rm oc}} = \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p}} \frac{1}{1 \mp \frac{w_{\rm oc}}{w_{\rm p}}}.$$
(6.28)

Учитывая, что отношение w_y/w_p есть k_I для усилителя без обратной связи, а отношение $w_{oc}/w_p = k_{oc}$ — коэффициент обратной связи, окончательное выражение для коэффициента усиления усилителя с обратной связью примет вид

$$k_{I_{\infty}} = k_{I} \frac{1}{1 \mp k_{\infty}}.$$
 (6.29)

Так как $I_{\mu} = I_{cp}$, т. е. выпрямленный ток I_{μ} , протекающий по обмотке w_{oc} , равен среднему значению переменного тока I_{cp} , протекающему по обмоткам w_p , то коэффициент обратной связи часто выражают через отношение

$$k_{\rm oc} = \frac{w_{\rm oc}I_{\rm H}}{w_{\rm p}I_{\rm cp}} = \frac{H_{\rm oc}}{H_{\sim}}.$$

Для коэффициентов усиления по напряжению и по мощности соответственно получаем:

$$k_{U_{oc}} = \frac{U_{\text{BJAX}}}{U_{\text{BX}}} = \frac{I_{\text{H}}R_{\text{H}}}{I_{y}R_{y}} = \frac{w_{y}R_{\text{H}}}{w_{p}R_{y}} \frac{1}{1 \mp k_{oc}} = k_{U} \frac{1}{1 \mp k_{oc}};$$

$$k_{P_{\rm ix}} = \frac{P_{\rm Bbix}}{P_{\rm ix}} = \frac{I_{\rm H}^2 R_{\rm H}}{I_{\rm y}^2 R_{\rm y}} = \frac{w_{\rm y}^2 R_{\rm H}}{w_{\rm p}^2 R_{\rm y}} \frac{1}{(1 \mp k_{\rm oc})^2} = k_P \frac{1}{(1 \mp k_{\rm oc})^2}.$$

Так как для усилителей с выходом на переменном торы $I_{\rm H} = k_{\rm \phi} I_{\rm cp^{\sim}}$, то выражения для коэффициентов усиления име он вид

$$k_{I_{\text{oc}}} = k_{\phi} \frac{w_{y}}{w_{p}} \frac{1}{1 \mp k_{\text{oc}}} = k_{I_{\text{oc}}} \frac{1}{1 \mp k_{\text{oc}}}; \qquad (6. 10)$$

$$k_{U_{-\infty}} = k_{\phi} \frac{w_{y} R_{H}}{w_{p} R_{y}} \frac{1}{1 \mp k_{-}} = k_{U_{-}} \frac{1}{1 \mp k_{oc}}; \qquad (6.11)$$

$$k_{P_{\rm oc}} = k_{\Phi}^2 \frac{w_y^2 R_{\rm H}}{w_p^2 R_y} \frac{1}{(1 \mp k_{\rm oc})^2} = k_P \frac{1}{(1 \mp k_{\rm oc})^2}.$$
 (6.31)

Из приведенных выражений видно, что коэффициенты усиления по току и по напряжению для МУ с ПОС возрастьют в $1/(1-k_{oc})$ раз, а коэффициент усиления по мощности $1/(1-k_{oc})^2$ раз.

Необходимо отметить, что при введении обратной связи на блюдается такое нежелательное явление, как увеличение тота холостого хода. Это объясняется тем, что выпрямленный ток хо лостого хода I_{xx} , протекая по обмотке w_{oc} , полем обратной связи H_{oc} создает подмагничивание сердечника, и хотя $I_y = 0$ индук тивное сопротивление обмоток w_p уменьшается и ток холостото хода возрастает. Он становится больше тока I_{xx} МУ без ОС так же в $1/(1-k_{oc})$ раз. Действительно, переписав выражение (6.27) в виде

$$I_{\rm cp\,oc} \approx I_{\rm y} \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p}} \frac{1}{1 - k_{\rm oc}},$$

с учетом того, что $w_y/w_p = I_{cp}/I_y$, получим

$$I_{\rm cp\,oc} = I_{\rm cp} \frac{1}{1 - k_{\rm oc}}.$$
 (6.34)

Очевидно, что при $I_y = 0$ $I_{cp oc}$ есть не что иное, как $I_{xx oc}$, а $I_{cp} = I_{xx}$,

тогда

$$I_{\rm xx\,oc} = \frac{I_{\rm xx}}{1 - k_{\rm oc}}.$$

Характеристика управления $I_{\mu} = f(I_y)$ при наличии обратной связи становится несимметричной (рис. 6.14, *a*).



Рис. 6.14. Характеристики управления МУ с ОС: в общестия при различных k_{oc} ; δ — при наличии смещения с $k_{oc} = 1$

Пографиков видно, что по мере увеличения k_{oc} возрастает крупов характеристики и ток холостого хода. При коэффициенте пратной связи $k_{oc} \ge 1$ характеристика становится вертикальной, а аостигает максимально возможного значения, определяемого ранчной сопротивления нагрузки, т. е. $I_{xxoc} = I_{hm}$.

Пля того чтобы при $I_y = 0$ ток холостого хода $I_{xx oc}$ был минина того чтобы при $I_y = 0$ ток холостого хода $I_{xx oc}$ был минина того наматывается дополнительная обмотка смещения Па серлечниках она размещается так же, как и обмотки w_y и Го полключают к источнику тока (постоянного) так, чтобы полключают к источнику тока (постоянного) так, чтобы поле H_{cm} при $I_y = 0$ компенсировало бы поле H_{oc} . прафика (рис. 6.14, *a*) сместится либо в точку *A*, либо в точку и трафик примет вид, показанный на рис. 6.14, *б*.

Вертикальный участок характеристики при $k_{oc} = 1$ указывати то, что коэффициент усиления МУ равен бесконечности те лостаточно на этом участке подать бесконечно малое прирашение тока ΔI_{y} , как ток нагрузки скачком изменится от I_{v} по I_{um} .

Такой режим работы МУ называется релейным. На практике потобные МУ получили широкое применение в качестве бессонтактных реле. Для повышения надежности работы в релейпом режиме коэффициент обратной связи, как правило, выбирако больше единицы ($k_{oc} > 1$).

177

6.8. Магнитные усилители с внутренней обратной связью

Усилители с внутренней обратной связью не имеют обмотки обратной связи. Обратная связь у таких МУ осуществляется путем включения диодов последовательно с обмотками переменного тока *w*_p.

Схемы магнитных усилителей с внутренней ОС однополупериодного и двухполупериодных усилителей с выходом на переменном и постоянном токе приведены на рис. 6.15.



Рис. 6.15. Схемы МУ с внутренней ОС:

а — однополупериодная схема; *б* — двухполупериодная с выходом на переменном токе; *в* — двухполупериодная с выходом на постоянном токе

Нетрудно видеть, что токи через обмотки w_p , а следовательно, и сопротивление нагрузки могут протекать лишь в проводящие для диодов полупериоды. Поэтому такие полупериоды для соответствующих сердечников называют рабочими. В другие полупериоды, когда диод оказывается запертым, ток через w_p и сопротивление нагрузки не протекает, и изменение магнитного состояния сердечника в эти промежутки времени может происходить только лишь под влиянием напряжения, приложенного к обмотке управления. Поэтому такие полупериоды для соответствующих сердечников называют управляющими. Как видно из схем, через обмотки w_p протекает пульсирующий ток. Постоянная составляющая этого тока создает поле обратной связи H_{ac} . При согласном действии с полем H_y получим положительную обратную связь, при встречном — отрицательную.

Таким образом, обмотки w_p одновременно выполняют и функции обмоток обратной связи w_{oc} , т. е. $w_p = w_{oc}$. Следовательно, коэффициент обратной связи у МУ с внутренней ОС будет равен единице

$$k_{\rm oc} = \frac{w_{\rm oc}}{w_{\rm p}} = \frac{w_{\rm p}}{w_{\rm p}} = 1.$$

Поэтому коэффициент усиления, например по току

$$k_{I_{\rm oc}} = \frac{w_{\rm y}}{w_{\rm p}} \frac{1}{1 - k_{\rm oc}},$$

примет бесконечно большое значение. Характеристика управления $I_{\rm H} = f(I_{\rm y})$ будет иметь вид (рис. 6.16, *a*), аналогичный характеристике МУ с внешней ОС при $k_{\rm oc} = 1$ (см. рис. 6.14, *a*). При наличии смещения характеристика примет вид, приведенный на рис. 6.16, δ .



Рис. 6.16. Характеристики управления МУ с внутренней ОС: *а* — для идеального МУ без смещения; *б* — при наличии смещения; *в* — для реального МУ без смещения; *г* — при наличии смещения

Вертикальный линейный участок характеристики, являющийся рабочим участком, указывает на то, что коэффициент усиления МУ с внутренней ОС равен бесконечности, так как при бесконечно малом приращении ΔI_y ток нагрузки изменяется скачком от I_{xx} до $I_{H max}$.

Приведенные рассуждения и характеристики справедливы лля идеальных МУ, которые предполагают отсутствие потерь на перемагничивание и отсутствие обратных токов через диоды. У реальных МУ, даже без учета потерь на гистерезис, наличие обратных токов через диоды приводит к тому, что постоянная составляющая тока $I_{=}$ в обмотках w_p будет меньше среднего значения переменной составляющей I_{cp} и

$$k_{\rm oc} = \frac{H_{\rm oc}}{H_{\sim}} = \frac{I_{=}\omega_{\rm p}}{I_{\rm cp}\omega_{\rm p}} < 1.$$
(6.34)
Следовательно, у реальных МУ с внутренней ОС коэффициент усиления по току не будет равен бесконечности, и характе ристики управления как без смещения (рис. 6.16, e), так и при наличии смещения (рис. 6.16, e) будут иметь тем большую кру тизну, чем больше обратное сопротивление диодов. Часто МУ с внутренней ОС называют усилителями с самонасыщением. Такое название обусловлено тем, что при отсутствии сигнала управления сердечник МУ с кривой намагничивания, близкой к прямоугольной, под воздействием напряжения, прикладываемого к обмотке w_p в рабочие полупериоды, получает приращение индукции до тех пор, пока не наступит насыщение. Приращение индукции в каждом рабочем полупериоде возможно в силу того, что сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса обладают высоким значением остаточной индукции.

И, наконец, важной особенностью МУ с самонасыщением является то, что управление током нагрузки можно осуществлять не только сигналами постоянного тока, но и пульсирующего или даже переменного тока, поскольку измененис магнитного состояния сердечника под действием сигналов управления происходит только в управляющие полупериоды. При этом имеется в виду, что сигналы пульсирующего или переменного тока должны быть той же частоты, что и частота источника питания.

6.9. Динамические свойства магнитных усилителей

Как отмечалось ранее, существенным недостатком МУ является большая инерционность, обусловленная индуктивностью цепи управления L_y . Установлено, что при наличии взаимоиндукции между обмотками w_y и w_p , расположенными на сердечнике МУ, эквивалентная индуктивность цепи управления

$$L_{\rm y} = \frac{w_{\rm y}^2 R_{\rm H}}{4 \, f w_{\rm p}^2},$$

т. е. зависит не только от числа витков собственно обмотки управления, но и от параметров цепи нагрузки. Вследствие этой индуктивности ток управления в своем изменении отстает во времени от изменения напряжения, прикладываемого ко входу усилителя. При этом ток нагрузки, а следовательно, и напряжение на нагрузке изменяются во времени так же, как и ток *I*_у, так как для ненасыщенного сердечника в любой момент времени, в том числе и в переходном процессе, справедливо уравнение равновесия ампер-витков

$$I_{\rm H} w_{\rm p} = I_{\rm y} w_{\rm y}.$$

Следовательно, вся инерционность МУ сосредоточена в цепи управления. Для оценки динамических свойств МУ исследуем усилитель, собранный по схеме рис. 6.9, б. Будем считать, что входной величиной является напряжение U_y , прикладываемое к обмотке управления, а выходной — напряжение на нагрузке $U_{\rm H}$. При этом уравнение равновесия напряжений в цепи управления имеет вид

$$u_{\rm y} = R_{\rm y}i_{\rm y} + L_{\rm y}\frac{di_{\rm y}}{dt}.$$
(6.35)

Для получения уравнения динамики введем выходную величину. Из уравнения равновесия ампер-витков находим, что

$$i_{\rm y} = \frac{w_{\rm p}}{w_{\rm y}} i_{\rm H} = \frac{w_{\rm p}}{w_{\rm y}} \frac{u_{\rm H}}{R_{\rm H}}.$$

Подставив в (6.35) значение тока i_y и разделив обе части уравнения на $R_y w_p / R_y w_y$, получим уравнение динамики

$$T\frac{du_{\mu}}{dt} + u_{\mu} = k_{U}u_{y}, \qquad (6.36)$$

где
$$T = \frac{L_y}{R_y}$$
 — постоянная времени усилителя;

$$k_U = \frac{R_{\rm H} w_{\rm y}}{R_{\rm y} w_{\rm p}}$$
 — коэффициент усиления по напряжению

Решение уравнения (6.36) при единичном ступенчатом воздействии на входе и нулевых начальных условиях

$$u_{\rm H}(t) = k_U \cdot l(t)(1 - e^{-\frac{t}{T}})$$
(6.37)

показывает, что выходная величина во времени изменяется по экспоненциальному закону. Отсюда видно, что МУ следует представлять пропорциональным и апериодическим звеньями с передаточной функцией

$$K(p) = \frac{k_U}{Tp+1}.$$
 (6.38)

Подставив значение L_v в выражение для постоянной времени

$$T = \frac{L_{\rm y}}{R_{\rm y}} = \frac{w_{\rm y}^2 R_{\rm H}}{4 f w_{\rm p}^2 R_{\rm y}} = \frac{k_{\rm P}}{4 f}, \qquad (6.39)$$

видим, что с увеличением коэффициента усиления по мощности k_P постоянная времени МУ возрастает; при больших значениях k_P она составляет несколько секунд.

При более строгом анализе учитывают не только $R_{\rm H}$, но и сопротивления вентилей и обмотки $w_{\rm s}$, т. е. все активное сопротивление цепи нагрузки, тогда

$$T = \frac{w_{y}^{2}(R_{H} + R_{H} + R_{w_{p}})}{4fw_{p}^{2}R_{y}} = \frac{w_{y}^{2}R_{H}}{4fw_{p}^{2}R_{y}\eta} = \frac{k_{p}}{4f\eta},$$
 (6.40)

где $\eta = \frac{R_{_{\rm H}}}{R_{_{\rm H}} + R_{_{\rm B}} + R_{_{w_{_{\rm P}}}}} -$ КПД усилителя.

Обычно $(R_{\rm B} + R_{\rm W_{\rm B}}) << R_{\rm H}$, поэтому $\eta = 0.85 - 0.95$.

6.10. Методы уменьшения постоянной времени магнитного усилителя

С целью расширения области применения МУ используют тот или иной способ уменьшения их постоянной времени. Рассмотрим некоторые из них.

1. Из выражения для постоянной времени

$$T = \frac{w_y^2 R_{\rm H}}{4 f w_p^2 R_y} = \frac{k_P}{4 f}$$

видно, что уменьшить *T* можно путем уменьшения числа витков обмотки управление *w_y*. Однако это приводит к уменьшению коэффициента усиления. Поэтому без применения мер по сохранению требуемой величины коэффициента усиления такой способ нерационален. 2. Часто прибегают к увеличению активного сопротивления и цепи управления R_y . Этот вариант приемлем для мощных маточувствительных усилителей в тех случаях, когда имеется возможность увеличить напряжение U_y .

3. Наиболее целесообразным является способ, предусматривающий использование источников питания с повышенной частотой, так как при этом одновременно решается и вторая исмаловажная проблема — уменьшение веса и габаритов других элементов аппаратуры боевой техники. Поэтому во всех современных РЛС широко применяются источники питания переменного тока с частотой f = 400 Гц.

4. Применение многокаскадного включения усилителей (рис. 6.17) позволяет получить общую постоянную времени, меньшую, чем у одного МУ с тем же коэффициентом усиления по мощности. Дело в том, что k_P многокаскадного МУ равен произведению коэффициентов k_{Pi} отдельных усилителей

$$k_P = k_{P_1} k_{P_2} \dots k_{P_i} \dots k_{P_n},$$

а постоянная времени *T* приближенно равна сумме T_i $T \approx T_1 + T_2 + ..., T_i + ... + T_n$.



Рис. 6.17. Принципиальная схема двухкаскадного МУ

Так, например, однокаскадный усилитель, у которого $k_p = 3200$, при частоте питающего напряжения f = 400 Гц имеет постоянную времени

$$T = \frac{k_P}{4f} = \frac{3200}{1600} = 2 \,\mathrm{c}\,,$$

тогда как двухкаскадный с $k_{P_1} = 32$ и $k_{P_2} = 100$ будет иметь

$$T_1 = \frac{k_{P_1}}{4f} = \frac{32}{1600} = 0,02 \text{ c} \text{ M} \quad T_2 = \frac{k_{P_2}}{4f} = \frac{100}{1600} \approx 0,06 \text{ c},$$

 $T \approx T_1 + T_2 = 0.08 \text{ c},$

т. е. постоянная времени уменьшилась приблизительно в 25 раз.

5. Применение положительной обратной связи также позволяет получить T, меньшую, чем у МУ без ОС с тем же коэффициентом усиления по мощности k_p .

Вообще говоря, введение положительной обратной связи приводит к увеличению постоянной времени, она становится больше постоянной времени того же усилителя без обратной связи в $1/(1 - k_{oc})$ раз

$$T_{\rm oc} = \frac{T}{1 - k_{\rm oc}} = \frac{k_P}{4f(1 - k_{\rm oc})},\tag{6.41}$$

где T_{oc} и T соответственно постоянные времени усилителя с ПОС и без нее.

Однако при введении ПОС коэффициент усиления по мош ности растет быстрее, чем *T*, так как

$$k_{P_{\rm oc}} = \frac{k_P}{\left(1 - k_{\rm oc}\right)^2}.$$
 (6.42)

Поэтому среди двух МУ с одинаковыми коэффициентами усиления по мощности ($k_P = k_{Poc}$) меньшую постоянную времени будет иметь усилитель с ПОС.

В самом деле, если в выражение (6.41) подставить значение $k_P = k_{Poc} (1 - k_{oc})^2$, что очевидно из (6.42), то при $k_{Poc} = k_P$ имеем

$$T_{\rm oc} = \frac{k_{P_{\rm oc}} (1 - k_{\rm oc})^2}{4f(1 - k_{\rm oc})} = \frac{k_P (1 - k_{\rm oc})}{4f} = T(1 - k_{\rm oc}).$$
(6.43)

Так как $(1 - k_{oc})$ всегда меньше единицы, то $T_{oc} < T$. В большинстве случаев $k_{oc} \approx 0,99-0,999$. Это дает возможность уменьшить *T* при заданном k_P более чем в 100 раз.

Уменьшение постоянной времени усилителя при введении ПОС с физической точки зрения объясняется тем, что для получения заданного коэффициента усиления по мощности потребуется меньшее число витков обмотки управления w_y следовательно, меньшей будет и индуктивность этой обмотки.

a

которая является определяющим фактором при оценке инерпионности МУ.

6. Наряду с «обыкновенной» постоянно действующей ОС для уменьшения *T* применяют еще и так называемую гибкую положительную ОС (ГОС). Для этого используется дополнительная обмотка w_{roc} (рис. 6.18). Как видно из схемы, в установившемся режиме ток через w_{roc} из-за последовательно включенной емкости *C* не протекает и ГОС не влияет на величину коэффициента усиления МУ. Влияние обмотки w_{roc} сказывается лишь в переходном режиме при изменении напряжения на сопротивлении нагрузки R_{n} . Чем больше скорость изменения напряжения на R_{H} , тем меньше емкостное сопротивление конденсатора, тем больший ток протекает через w_{roc} и тем быстрее наступает установившийся процесс.



Рис. 6.18. Схема магнитного усилителя с гибкой обратной связью

Таким образом, w_{roc} при согласованном действии w_{oc} и w_y обеспечивает форсирование переходного процесса и тем самым уменьшает инерционность усилителя. Введение ГОС позволяет уменьшить *T* в 10–15 раз.

6.11. Реверсивные (двухтактные) магнитные усилители

Выше мы рассматривали однотактные МУ, которые не реагируют на смену полярности сигнала управления. У двухтактных усилителей при смене знака сигнала управления изменяется полярность выходного напряжения или тока. Если усили тель с выходом на переменном токе, то изменение полярности сигнала вызывает изменение фазы выходного напряжения или тока на 180°.

Различают три типа реверсивных МУ — дифференциальные. мостовые и трансформаторные. Любой из них может быть выполнен с выходом как на переменном, так и на постоянном токе.

6.11.1. Дифференциальный реверсивный МУ с выходом на переменном токе

Схема (рис. 6.19) состоит из двух идентичных однотактных МУ, рабочие обмотки *w*_p которых включаются в противоположные плечи дифференциального трансформатора *TV*. Сопротивление нагрузки (в рассматриваемой схеме обмотка управления двухфазного асинхронного двигателя) включается между усилителями и средней точкой трансформатора, т. е. в цепь, по которой протекает разностный ток

$$I_{11} = I_1 - I_2$$
.



Рис. 6.19. Схема дифференциального реверсивного МУ с выходом на переменном токе

При равенстве индуктивных сопротивлений обмоток переменного тока магнитных усилителей МУ₁ и МУ₂ токи *I*₁ и *I*₂ равны между собой и

$$I_{\rm H} = I_1 - I_2 = 0.$$

Обмотки смещения отдельных усилителей включаются так, чтобы характеристика управления одного усилителя, например МУ₁, смещалась влево, а другого (МУ₂) — вправо (рис. 6.20).

Тогда при включении сигнала магнитное поле Н_ув одном усилителе, например МУ₁, будет действовать согласно с полем смешения H_{cm1} , а в MV_2 — встречно с H_{cm2} . При этом индуктивное сопротивление обмоток w_p MУ₁ уменьшится, а у МУ₂ — увеличится. Следовательно, ток I₁ возрастет, а I₂ уменьшится и на выходе усилителя появится ток $I_{\rm H} = I_1 - I_2$, направление (или фаза) которого будет определяться направлением большего тока.

Нетрудно видеть, что при смене полярности сигнала управиндуктивное сопротивления ление $\omega L MY_1$ увеличится, а ωL МУ₂ уменьшится, и ток нагрузки поменяет фазу на 180°. Характеристика управления реверсивного магнитного усилителя (РМУ) имест вид, показанный на рис. 6.20. Если смещение несимметрично, т. е. $H_{cM1} \neq H_{cM2}$, то характеристика управления, как показано пунктиром, будет проходить либо выше, либо ниже начала координат. Для балансировки (установки нуля) в цепь обмоток смещения включается переменное сопротивление $R_{\rm см}$.



Рис. 6.20. Характеристика управления реверсивного МУ

Достоинством рассмотренной схемы (что характерно и для всех других реверсивных схем) является отсутствие тока холостого хода в нагрузке при $I_v = 0$ и способность усилителя реагировать на полярность входного сигнала.

К числу недостатков относится наличие дифференциального трансформатора, уменьшение кратности тока нагрузки и большие тепловые потери в обмотках w_p при токе нагрузки $I_{\mu} = I_{xx1} - I_{xx2} = 0$. Это объясняется тем, что токи холостого хода отдельных МУ I_{xx1} и I_{xx2} , обусловленные смещением, составляют приблизительно (0,5-0,6) *I*_{~m}.

6.11.2. Дифференциальный реверсивный МУ с выходом на постоянном токе

Рассмотрим одну из схем реверсивного МУ с выходом на постоянном токе (рис. 6.21, *a*), используемую в радиолокационной технике. В отличие от дифференциального МУ с выходом на поременном токе трансформатор вместо одной вторичной обмотки со средней точкой имеет две раздельные обмотки. Конструк тивно усилитель выполнен на тороидальных сердечниках.

Размещение и укладка обмоток показаны на рис. 6.21, б. Обмотки переменного тока w_p намотаны на отдельных тороидах, обмотки смещения w_{cM} охватывают по два сердечника, нахо дящихся в противоположных плечах схемы, а обмотки обрат ной w_{oc} и гибкой обратной связи w_{oc} , а также управления w_y охва тывают все сердечники.

Непосредственное получение выпрямленного разностного тока на нагрузке $I_{\rm u} = I_1 - I_2$ представляется возможным. Поэтому введены так называемые балластные сопротивления $R_{\rm u}$. Они исключают полное шунтирование сопротивления нагрузки выпрямителем противоположного плеча. Так, например, ток I_1 левого плеча усилителя при отсутствии R_6 проходил бы через малое прямое сопротивление выпрямителя B_2 , не попадая в сопротивление нагрузки $R_{\rm u}$ по цепи *b* o *c* d o' a. Вместе с тем эти балластные сопротивления резко снижают КПД усилителя. Даже при оптимальных значениях этих сопротивлений ($R_6 = \sqrt{2}R_{\rm u}$) в них расходуется до 83% всей выходной мощности и лишь 17% мощности поступает в нагрузку.

Проследим работу схемы при фиксированной в некоторый момент времени полярности на зажимах вторичных обмоток трансформатора. При $U_y = 0$ сопротивления обмоток w_p MУ₁ и MУ₂ одинаковы, так как $H_{cM1} = H_{cM2}$. Поэтому $I_1 = I_2$ и ток нагрузки $I_H = I_1 - I_2 = 0$. Следовательно, напряженности поля обратной связи H_{oc} и гибкой обратной связи H_{roc} также будут равны нулю. Если при включении сигнала U_y возникнет поле управления II_{oc} совпадающее с полем смещения H_{cM1} и имеющее встречное направление с полем смещения H_{cM2} , то ток I_1 вследствие уменьшения ωL МУ₁ увеличится, I_2 в результате увеличения ωL МУ₂ уменьшится, и разностный ток нагрузки I_H будет иметь полярность, указанную на схеме. Так как через обмотку w_{oc} потечет ток, то возникнет поле обратной связи H_{oc} , действующее со



a



Рис. 6.21. Реверсивный МУ с выходом на постоянном токе: *а* — схема усилителя; *б* — укладка обмоток на сердечниках МУ

189

гласно с H_y и H_{cM1} и встречно H_{cM2} . Это приводит к еще большему увеличению тока I_1 и, разумеется, тока нагрузки I_{H} . Возрастание тока нагрузки вызывает увеличение напряжения U_{H} , в результате этого происходит заряд емкости C, включенной последователь но с обмоткой w_{roc} . При этом возникает дополнительное полс положительной обратной связи H_{roc} . Действие этого поля будет продолжаться до тех пор, пока не прекратится возрастание U_{II} , т. е. пока не закончится переходный процесс. Нетрудно видеть, что при возрастании U_{H} поле H_{roc} действует согласно с H_{oc} , при уменьшении U_{IR} — встречно с H_{oc} , обеспечивая тем самым форсирование переходного процесса как при увеличении, так и уменьшении сигнала управления U_y .

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте схему простейшего магнитного усилителя и объясните его принцип действия.

2. Изобразите характеристики магнитных свойств материалов сердечни ков $\mu = f(H_{-})$ и $B = f(H_{-})$, поясните их физическую сущность.

3. Изобразите графически и поясните физическую сущность зависи мостей магнитной проницаемости μ и индуктивности *L* от сигнала управления $I_y(H_y)$.

4. Дайте характеристику конструкций магнитных усилителей.

5. Изобразите простейшую принципиальную электрическую схему МУ с выходом на постоянном токе и поясните его работу.

6. Поясните работу трансформаторного магнитного усилителя.

7. Поясните роль обмотки смещения в трансформаторном магнитном усилителе.

8. Перечислите параметры магнитного усилителя.

9. Перечислите методы повышения коэффициента усиления магнитного усилителя.

10. Поясните физическую сущность работы МУ с внутренней и внешней обратной связью по току и напряжению.

11. Запишите уравнение динамики и передаточную функцию магнитного усилителя.

12. Назовите методы уменьшения постоянной времени магнитного усили теля.

13. Поясните принципы построения и работы реверсивных магнитных усилителей.

Часть третья Электропреобразовательные устройства переменного тока

Глава 7 СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

7.1. Общие сведения и устройство синхронных машин

Синхронной машиной называется такая машина переменного тока, у которой число оборотов и частота тока в статоре связаны соотношением

$$n = \frac{60f}{p},\tag{7.1}$$

где n — число оборотов ротора, об/мин; f — частота тока в статоре, Гц; p — число пар полюсов.

Синхронная машина возбуждается постоянным током, который подводится к ее обмотке возбуждения от специальной машины постоянного тока, называемой возбудителем, а машины малой мощности (синхронные микродвигатели) могут выполняться с постоянными магнитами или же возбуждаться от сети переменного тока. В этом случае они называются «реактивными».

Синхронные машины обратимы, т. е. могут работать как в генераторном, так и в двигательном режимах. Эти машины используются главным образом как генераторы трехфазного тока промышленной частоты 50 Гц, как источники электрической энергии на всех без исключения электрических станциях. Для питания радиоэлектронных устройств применяются синхронные генераторы промышленной (50 Гц) и повышенной (300– 800 Гц) частот.

Синхронные двигатели применяются главным образом для привода в механизмах значительной мощности, требующих постоянства скорости вращения. В РЭС и управляющих системах синхронные двигатели имеют ограниченное применение. Это в основном микродвигатели, которые используются в моторных реле времени, распределителях и т. д. Способность синхронных двигателей работать с различным коэффициентом мощности (соs ф) используется в синхронных компенсаторах — электрических машинах, предназначенных для улучшения коэффициента мощности энергосистем.

Синхронные генераторы могут быть выполнены по типу машин постоянного тока, т. е. как машины с неподвижными полюсами и вращающейся обмоткой, от которой переменный ток подается во внешнюю сеть через кольца. Такая конструк ция применяется для синхронных генераторов малой мощнос ти (до 10 кВ·А). Причем эти генераторы возбуждаются как то нераторы постоянного тока, т. е. работают с самовозбуждением (тип СГС-4,5 или СГС-6,25).

Современные синхронные генераторы выполняются с линей ным напряжением до 20 кВ и токами до 4000 А. В этих условиях гораздо целесообразнее расположить обмотку, в которой наводится переменная ЭДС, на неподвижной части машины, а полюсы сделать вращающимися. При этом обмотка возбуждения (обмотка полюсов) питается от возбудителя через кольца и шет ки постоянным током относительно невысокого напряжения, обычно не свыше 230–350 В. Такой тип синхронных генераторов называют генераторами нормального исполнения.

Неподвижная часть синхронного генератора называется *ста тором*, вращающаяся — *ротором*. Кроме того, та часть машины. где индуцируется ЭДС, называется якорем. В машинах постоян ного тока якорь всегда вращается.

В конструктивном отношении различают два основных типа синхронных генераторов: неявнополюсные, т. е. машины с не явно выраженными полюсами (рис. 7.1, *a*) и явнополюсные, т. е. машины с явно выраженными полюсами (рис. 7.1, *б*). То или



Рис. 7.1. Основные типы синхронных машин: а — неявнополюсная; б — явнополюсная

иное конструктивное исполнение синхронного генератора связано в основном со скоростью его вращения *n*.

При заданной частоте наибольшую скорость вращения имеют генераторы с числом пар полюсов p = 1 и p = 2 при f = 50 Гц; в пер-

ном случае имеем n = 3000 об/мин, а во втором n = 1500 об/мин. В таких генераторах большой мощности скорость на окружности рогора настолько велика (до 170 м/с), что из соображений механической прочности ротора и лучшего размещения и укрепления обмотки возбуждения ее приходится распределять в пазах по поверхности ротора, т. е. выполнять ротор неявнополюсным. Если $p \ge 3$, то скорость на окружности ротора уменьшается, и синхронные генераторы выполняются явнополюсными, так как при этом их изготовление упрощается.

Синхронные генераторы приводятся во вращение паровыми и гидравлическими турбинами, а также двигателями внутреннего сгорания (дизелями). Тогда синхронные генераторы соответственно называются турбогенераторами, гидрогенераторами и дизель-генераторами. Паровые турбины приналлежат к числу быстроходных машин, в соответствии с этим турбогенераторы имеют неявнополюсное исполнение. Так как гидравлические турбины и дизели принадлежат к числу тихоходных машин, то гидрогенераторы и дизель-генераторы имеют явнополюсное исполнение.

7.2. Электродвижущая сила обмотки синхронного генератора

При вращении ротора возбужденной синхронной машины магнитный поток пересекает активные стороны секций обмотки статора (якоря) и индуцирует в них переменную ЭДС.

При этом ЭДС синхронного генератора характеризуется тремя основными параметрами: частотой, величиной (действующим значением) и формой кривой.

Как следует из формулы (7.1), частота ЭДС определяется выражением

f = pn/60. (7.2) Заданное значение частоты ЭДС, например 50 Гц, обеспечивается постоянством скорости вращения *n* ротора. Поэтому все синхронные генераторы вращаются со строго постоянной скоростью вращения.

Необходимая величина ЭДС генератора обеспечивается соответствующим значением тока возбуждения, как и в машинах постоянного тока.

Глава 7. Синхронные генераторы

ЭДС проводника. Будем считать, что магнитная индукция под полюсом распределяется по синусоидальному закону. Тогда мгновенное значение индуцированной в проводнике ЭДС

$$e_{np} = l v B_{x}$$

где l — активная длина проводника, м; v — скорость движения проводника, м/с (здесь имеется в виду относительная скорость движения проводника); B_x — величина магнитной индукции в месте нахождения проводника для данного момента времени.

Определим действующее значение ЭДС в проводнике. Как известно из теории переменных токов,

$$E_{\rm HD} = k_e E_{\rm HD, CD}, \tag{7.3}$$

где k_e — коэффициент формы кривой ЭДС (для синусоидальных кривых коэффициент формы $k_e = 1,11$); $E_{\text{пр ср}}$ — среднее значение ЭДС, равное

$$E_{\rm np\,cp} = l_{\rm V} B_{\rm cp},\tag{7.4}$$

где B_{cp} — среднее значение индукции на од ном полюсном делении τ (рис. 7.2).

Пусть *D* — диаметр расточки статора (якоря) и *v* — скорость движения ротора (или проводника относительно ротора), тогда

Рис. 7.2. Распределение магнитной индукции на полюсном делении

 $v = \frac{\pi Dn}{60} = 2\tau \frac{pn}{60} = 2\tau f.$ (7.5)

(7.6)

Подставив это значение в формулу (7.4), получим $E_{\rm np\,cp} = 2\tau f B_{\rm cp} = 2f \Phi$, где $\tau/B_{\rm cp} = \Phi$ — поток на полюс.

Следовательно,

$$E_{\rm np} = 1, 11 \cdot 2f\Phi = 2, 22f\Phi.$$
 (7.7)

ЭДС витка. Два проводника, соединенные последовательно, образуют виток, таким образом

$$E_{\rm BT} = 2E_{\rm fip} = 4,44f\Phi.$$
 (7.8)

ЭДС обмотки. Обмотка синхронного генератора состоит из большого количества витков *w*, поэтому

$$E = 4,44 f w k_{ob} \Phi, \tag{7.9}$$

где $k_{ob} = 0,9-0,92$ — обмоточный коэффициент, показывающий уменьшение ЭДС обмотки за счет выполнения ее равномерно распределенной по окружности статора (якоря) и с укороченным шагом ($y \le \tau$).



7.3. Реакция якоря синхронного генератора

Магнитное поле обмотки статора. При симметричной нагрузке трехфазного синхронного генератора по его фазным обмоткам протекают токи, одинаковые по величине и сдвинутые по фазе относительно друг друга на 120°. Ток каждой фазной обмотки создает магнитодвижущую силу (МДС). Совокупное действие МДС трех фазных токов создает результирующую МДС трехфазной обмотки, которая вращается относительно статора в ту же сторону и с той же скоростью, что и ротор синхронной машины.

Принцип образования этой вращающейся МДС рассмотрим на простейшей трехфазной обмотке, каждая фаза которой состоит лишь из одного витка (рис. 7.3, *a*). Обмотка является двухполюсной, поскольку стороны витка каждой фазы расположены по диаметру статора. Фазные обмотки соединены звездой.



Рис. 7.3. Трехфазная обмотка: *a* — простейшая схема трехфазной обмотки; *б* — синусоидальный график трехфазного тока

Предположим, что МДС обмотки возбуждения (ротора) равна нулю, а ток в обмотке статора создается за счет ЭДС постороннего источника трехфазного тока. Изменение тока в фазных обмотках показано графически в виде трех синусоид, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 120° (рис. 7.3, δ).

Рассмотрим изменение магнитного потока, создаваемого МДС трехфазной обмотки в течение одного периода. С этой целью проведем ряд построений вектора магнитной индукции статорной обмотки. соответствующего различным моментам времени.

В положении 0 (рис. 7.3, δ) ток в фазе *A* равен нулю, в фазе *B* имеет отрицательное направление, а в фазе *C* — положительное. Указанное направление тока отмечено на рис. 7.4, *a*. Восполь зовавшись правилом буравчика, определяем направление маг нитных силовых линий поля внутри статора, которые в данном случае направлены вертикально вниз, создавая магнитный понток такого же направления.

В положении *I* (рис. 7.3, δ) ток в фазе *C* равен нулю, в фазе *A* имеет положительное направление, а в фазе *B* по-прежнему остался отрицательным. Сделав построения, как и для положе ния 0, видим, что магнитное поле внутри статора по сравнению с положением 0 повернулось на 60° (1/6 т) в направлении часовой стрелки (рис. 7.4, δ).



Рис. 7.4. Принцип получения вращающегося магнитного поля

Проведя аналогичные построения для положений 2, 3, 4, 5 п 6 (рис. 7.3, δ), видим, что магнитный поток внутри статора каждый раз при переходе от одного положения к следующему поворачивается на тот же угол, что и векторы токов, и за один период переменного тока делает один оборот (рис. 7.4, e, e, d, e). Если по обмотке статора протекает трехфазный ток частотой 50 Гц, то магнитное поле статора вращается со скоростью 50 об/с. В общем случае скорость вращения поля статора (якоря) *н*_a прямо пропорциональна частоте тока и обратно пропорниональна числу пар полюсов машины

$$n_a \equiv \frac{f}{p} \text{ об/с или } n_a = \frac{60 f}{p} \text{ об/мин.}$$
 (7.10)

Сравнив полученное выражение с формулой (7.7), убеждаемся, что МДС статорной обмотки вращается с той же скоростью, что и ротор машины ($n = n_a$). Из этого следует, что МДС стагорной обмотки и МДС обмотки возбуждения (полюсов) неподвижны относительно друг друга.

Реакция якоря. Реакцией якоря (статора) называется возлействие МДС (поля) якоря на МДС (поле) полюсов машины.

Так как мы доказали, что МДС якоря (статора) и МДС ротора (обмотки возбуждения) неподвижны относительно друг друга, то магнитное поле генератора при нагрузке будет создаваться совместным действием обеих МДС и будет отличаться от магнитного поля генератора при холостом ходе.

Кроме того, результирующая МДС обмотки статора (якоря) располагается по оси той фазы, в которой ток достигает своего максимального значения. Поэтому это дает нам возможность рассматривать вместо трех фаз только одну, а именно ту, в которой ток достигает максимума.

Следует отметить, что обычно генератор работает на смешанную нагрузку. Однако для изучения реакции якоря целесообразно предварительно рассмотреть случаи нагрузок предельного характера, а именно: чисто активную, чисто индуктивную и чисто емкостную.

Реакция якоря при активной нагрузке. При активной нагрузке ток якоря I_a и ЭДС \dot{E}_a совпадают по фазе и угол между ними Ψ равен нулю. На рис. 7.5, *а* показан двухполюсный генератор с явновыраженными полюсами.

Обмотка фазы якоря изображена в виде одного витка. В рассматриваемый момент времени ротор занимает вертикальное положение, что соответствует максимуму ЭДС \vec{E}_a в фазе AX. Так как при активной нагрузке ток совпадает по фазе с ЭДС, то указанное положение ротора соответствует также и максимуму тока. Построив силовые линии магнитного потока Ф якоря, вилим, что МДС якоря \vec{F}_a действует перпендикулярно МДС возбуждения \vec{F}_B (см. также рис. 7.5, δ).



Рис. 7.5. Реакция якоря при активной нагрузке

Таким образом, при активной нагрузке реакция якоря являет ся поперечной и оказывает такое же действие на основное полс машины, что и реакция якоря в генераторе постоянного тока. Эта реакция якоря вызывает появление тормозного момента на валу генератора, причем на набегающем краю полюса он ослабляет основное поле, на сбегающем — усиливает его. Такое поле и соответственно реакция якоря называются поперечными. При насыщенной магнитной системе результирующий поток маши ны несколько уменьшается.

Реакция якоря при индуктивной или емкостной нагрузке генератора. При индуктивной нагрузке ток I_a отстает от ЭДС на 90° и угол $\Psi = +90^\circ$, а при емкостной — ток I_a опережает ЭДС на 90° и угол $\Psi = -90^\circ$. Таким образом, при индуктивной нагрузке ток I_a остигает максимума спустя четверть периода после достижения максимума ЭДС \dot{E}_a (рис. 7.6, *a*), т. е. после поворота ротора из положения на рис. 7.5, *a* на 90° по направлению его вращения.

В данном случае ось поля якоря направлена встречно относительно оси полюсов, т. е. при индуктивной нагрузке реакция якоря синхронного генератора имеет продольно-размагничивающий характер. В этой можно убедиться, построив векторную диаграмму МДС (рис. 7.6, б). Следует заметить, что тормозной момент на валу генератора не возникает.

Емкостная нагрузка представляет случай, противоположный предыдущему, а поэтому при емкостной нагрузке реакция якоря синхронного генератора имеет продольно-намагничивающий характер (рис. 7.7, *а* и б).

Характеристики синхронных генераторов имеют такой же вид и такое практическое значение, как и для генераторов постоянного тока, поэтому нами не рассматриваются.



Рис. 7.6. Реакция якоря при индуктивной нагрузке



Рис. 7.7. Реакция якоря при емкостной нагрузке

7.4. Параллельная работа синхронных генераторов

На электрических станциях обычно устанавливаются несколько синхронных генераторов, включаемых параллельно (рис. 7.8).



Рис. 7.8. Схема параллельного включения генераторов

При увеличении нагрузки включают большее их число, при уменьшении — некоторые отключают. Кроме того, в современных мощных энергетических системах отдельные электрические станции работают параллельно, что значительно повышает надежность системы и дает возможность удобно распределять нагрузку между станциями по сезонам года и в течение суток. При этом резерв мощности системы может быть весьма сокра-

199

цен. Сказанное выше в равной мере относится и к питанию радиоэлектронной аппаратуры.

Таким образом, параллельная работа является обычным режимом работы современных синхронных генераторов.

Условия и способы включения синхронных генераторов на параллельную работу. При включении синхронных генераторов на на раллельную работу необходимо соблюсти следующие условия:

1) ЭДС подключаемого генератора должна быть равна напря жению сети (работающего генератора), т. е. $\dot{E}_a = \dot{U}_c$;

2) мгновенная полярность подключаемого генератора долж на соответствовать мгновенной полярности сети, или, другими словами, необходимо соблюдение равенства частот генератора и сети ($f_a = f_c$);

3) порядок следования фаз подключаемого генератора дол жен соответствовать порядку следования фаз сети;

4) из второго условия вытекает следующее — ЭДС подключа емого генератора должна находиться в противофазе с напряжс нием сети.

При выполнении условий параллельной работы напряжение сети и ЭДС \dot{E}_{a1} работающего первого генератора могут быть представлены на векторной диаграмме равными и встречно на правленными векторами (рис. 7.9, *a*). Уравнительный ток $\dot{I}_{y} = 0$.



Рис. 7.9. Векторные диаграммы ЭДС, напряжений и уравнительного тока при включении синхронных генераторов на параллельную работу:

a — при выполнении условий параллельной работы; δ — ЭДС и напряжение не равны по величине; a — ЭДС и напряжение сдвинуты по фазе

Проанализируем, к чему приводит нарушение условий параллельной работы. Если напряжение сети и ЭДС второго генера тора \vec{E}_{a2} не равны, то векторы имеют разную длину (рис. 7.9, δ). Возникает $\Delta \vec{E}$, под действием которой между генераторами бу-

аст протекать уравнительный ток I_y . Так как активные сопротивисния r_a якорных обмоток малы по сравнению с индуктивными, то уравнительный ток будет отставать от $\Delta \vec{E}$ на $\pi/2$. По величине пот ток определяется из выражения

$$\dot{I}_{y} = \frac{\Delta \dot{E}}{x_{c_{1}} + x_{c_{2}}},$$
(7.11)

пс x_{c_1} и x_{c_2} — синхронные индуктивные сопротивления генераторов.

Уравнительный ток I_y отстает от напряжения сети U_c (первого генератора) на 90° и является чисто индуктивным. Он создает протольно-размагничивающую реакцию якоря, уменьшает ЭДС перного генератора. Для второго генератора этот ток является чисто смкостным (опережает E_{a2} на 90°) и, создав продольно-намагничивающую реакцию якоря, увеличивает ЭДС E_{a2} второго генератора.

Поскольку уравнительный ток \dot{I}_y является чисто реактивным, то он загружает генераторы, но не загружает первичные двигатели ($\cos \phi = 0$ и активная мощность $P = mUI\cos \phi = 0$) и с этой точки зрения не является опасным. Кроме того, $\Delta \dot{E}$ обычно невелико, а синхронные индуктивные сопротивления обмоток x_{c1} и x_{c2} относительно велики, поэтому уравнительный ток \dot{I}_y обычно не превышает номинального.

Таким образом, изменение возбуждения синхронных генераторов при параллельной работе приводит к появлению уравнительного реактивного тока и не перераспределяет активную нагрузку между генераторами.

Если сдвиг фазы между напряжением \dot{U}_c и ЭДС третьего генератора \dot{E}_{a3} не равен 180°, то в этом случае ЭДС равна $\Delta \dot{E} = U_c + E_{a3}$ (см. рис. 7.9, *в*). В результате уравнительный ток \dot{I}_y имеет значительную активную составляющую I_a (см. рис. 7.9, *в*). Он загружает не только генераторы, но и первичные двигатели, вызывая на валу генератора большие механические усилия. А так как в этом случае $\Delta \dot{E}$ достигает значительной величины, то уравнительный ток может превысить номинальный, что весьма опасно для генераторов и первичных двигателей.

Теперь рассмотрим, каким образом можно включить генерагоры на параллельную работу.

Метод точной синхронизации. Скорость вращения генератора перед включением отрегулировать совершенно точно не удается. Вместе с тем включение должно производиться строго в тот момент, когда векторы фазных напряжений сети (\dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C) и ЭДС подключаемого генератора (\dot{E}_A , \dot{E}_B , \dot{E}_C) находятся в противофазе (рис. 7.10, *a*).

Иначе возникает уравнительный ток, вызывающий механические ударные силы. Момент времени включения определяется с помощью прибора, который называется синхроноскопом. По своей конструкции синхроноскопы разделяются на стрелочные и ламповые. Рассмотрим процесс синхронизации генератора с применением лампового синхроноскопа.



Рис. 7.10. Диаграммы ЭДС и напряжений при включении синхронного генератора на параллельную работу:

 а — диаграмма при идеализированном включении; б — включение по схеме на потухание

Ламповый синхроноскоп состоит из трех ламп, расположенных в вершинах равностороннего треугольника. Лампы могут включаться либо по схеме на потухание (рис. 7.11, *a*), либо по схеме на вращение света (рис. 7.11, δ).

В первой схеме каждая лампа присоединена к зажимам одного и того же рубильника, во второй — две какие-либо лампы включаются накрест.

Рассмотрим процесс синхронизации при включении ламп на потухание. В этом случае момент синхронизации соответствует одновременному потуханию всех ламп. Это видно из векторной диаграммы, приведенной на рис. 7.10, *б*. Диаграммы представлены двумя соединениями фаз звездой: фазных напряжений \dot{U}_A , \dot{U}_B и \dot{U}_C для первого генератора и фазных ЭДС \dot{E}_A , \dot{E}_B и \dot{E}_C для второго. Если порядок следования напряжений и ЭДС генераторов по фазам один, то чередование векторов обоих соединений звездой одинаково. При близкой к синхронной скорости вращения звезда

ЭДС второго генератора медленно поворачивается относительно везды первого. В схеме на потухание света напряжение на всех тампах одно и то же (см. рис. 7.10, δ), поэтому лампы зажигаются, а затем гаснут одновременно. Когда лампы гаснут, векторы напряжений \dot{U}_A и \dot{E}_A и т. д. направлены встречно, и в этот момент может быть произведено включение на параллельную работу.



Рис. 7.11. Схемы включения синхронных генераторов на параллельную работу методом точной синхронизации: *a* — на потухание света; *б* — на вращение света

На практике может встретиться случай, когда лампы, включенные по схеме на потухание света, поочередно мигают. Такое несоответствие свидетельствует о том, что порядок чередования фаз у включаемых на параллельную работу генераторов пеодинаковый. В этом случае надо поменять местами провода каких-либо двух фаз одного генератора. (Порядок чередования фаз определяется с помощью прибора — фазоуказателя).

Синхронизация с помощью лампового синхроноскопа применяется только для генераторов малой мощности, например на агрегатах питания РЛС и АСУ. На электрических станциях пользуются электромагнитным синхроноскопом, работающим на принципе вращающихся магнитных полей. Указательная стрелка его вращается со скоростью, определяемой разностью частоты сети и генератора. Включение на параллельную работу производится в момент, когда указательная стрелка обращена вертикально вверх. Для исключения возможности ошибочных включении используются автоматические синхроноскопы, регулирующие напряжение и частоту и включающие генератор на нараллельную работу по предварительной команде без обслуживающего персонала.

Включение синхронного генератора на параллельную работу при ламповом синхроноскопе производится в следующем по рядке:

1) включаемый на параллельную работу генератор приводят во вращение с номинальной скоростью;

2) увеличивают ток возбуждения до тех пор, пока напряжение не станет равным напряжению второго генератора или сети;

3) регулируют скорость вращения генератора таким образом, чтобы погасание и зажигание ламп синхроноскопа происходило возможно медленнее (при наличии электромагнитного синхро носкопа добиваются, чтобы его стрелка вращалась как можно медленнее);

4) непосредственно перед моментом погасания всех лами синхроноскопа (или когда указательная стрелка обращена вер тикально вверх) включают генератор на параллельную работу.

U-образные характеристики синхронного генератора. Рассмотрим, что произойдет в синхронном генераторе после подключения к сети для параллельной работы, если изменить ток в его об мотке возбуждения, оставив неизменным вращающий момент первичного двигателя.

Если увеличить ток в обмотке возбуждения (перевозбудить машину), то напряжение сети \dot{U}_c не будет уравновешиваться ЭДС E_a , появится избыточная ЭДС $\Delta \dot{E} = \dot{U}_c + \dot{E}_a$ (рис. 7.12, δ).

Избыточная ЭДС $\Delta \vec{E}$ вызовет ток I_y , который будет отставать от нее по фазе на 90° (поскольку $r_a \approx 0$).

Ток I_y — реактивный ток. По отношению к ЭДС генератора I_a этот ток является индуктивным, а по отношению к напряжению сети (других генераторов) он является емкостным. В результате в генераторе возникнет продольно-размагничивающая реакция якоря, которая индуцирует ЭДС

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_y x_c, \qquad (7.12)$$

направленную встречно ЭДС \vec{E}_a , и на генераторе устанавливает ся напряжение $\vec{U} = -\vec{U}_c$.

С увеличением тока возбуждения увеличивается реактивная составляющая тока \hat{I}_y , в результате этого ток якоря \hat{I}_a возрастаст. Если построить зависимость тока якоря от тока возбуждения $I_a = f(I_B)$ при P = const, то она будет иметь вид, показанный на рис. 7.13 (ветвь I). При уменьшении тока возбуждения ток якоря уменьшается до тех пор, пока $\hat{E}_a \ge \hat{U}_c$ (до точки *a* характериснки). В точке *a* характеристики ЭДС $\hat{E}_a = \hat{U}_c$, поэтому $\hat{I}_y = 0$. При мольнейшем уменьшении тока возбуждения (недовозбуждения) праведливо неравенство $\hat{E}_a < \hat{U}_c$, вследствие этого ток \hat{I}_y является смкостным по отношению к ЭДС \hat{E}_a генератора (см. рис. 7.12, *в*) и индуктивным по отношению к напряжению сети (\hat{U}_c).

В результате в генераторе возникает продольно-намагничива ющая реакция якоря, которая индуцирует ЭДС \dot{E}_{ad} , направленную согласно с \dot{E}_a , и на генераторе устанавливается напряжение $\dot{U} = -\dot{U}_c$. Вследствие увеличения реактивной составляющей \dot{I}_y гок якорной обмотки также увеличивается. При дальнейшем уменьшении тока возбуждения \dot{I}_B ток якоря \dot{I}_a увеличивается (вствь 2 на рис. 7.13).

При нагрузке генератора в токе обмотки статора (якоря) пошияется активная составляющая I_a , величина которой опредеияется активной мощностью, отдаваемой в сеть. В этом случае $I_a = I_a + I_y$. При нагрузке, как и при холостом ходе, изменение тока возбуждения I_B влияет на изменение реактивного тока I_y . При этом активная составляющая I_a не меняется. Вследствие изменения I_y меняется ток I_a (кривая 3 на рис. 7.13). При боль-



Рис. 7.12. Векторные диаграммы при параллельной работе с сетью ненагруженного синхронного генератора (перевозбужденис)



Рис. 7.13. U-образные характеристики синхронного генератора

шем значении активной нагрузки увеличивается активная составляющая тока \dot{I}_a , поэтому увеличивается и ток \dot{I}_a при том жс токе $I_{\rm B}$ (кривая 4 на рис. 7.13). У всех U-образных характеристик минимальное значение тока обмотки статора будет при токе возбуждения, соответствующем работе с $\cos\varphi = 1$ при данной мощности $P_2 = mUI\cos\varphi = \text{const}$ (точки a, a' и a'').

При любом увеличении или уменьшении тока возбуждения I_{B} ток обмотки статора I_{a} возрастает за счет увеличения реактивной составляющей I_{y} . Геометрическое место точек, в которых ток I_{a} имеет минимальное значение при разных мощностях P_{+} , на рис. 7.13 показано штриховой кривой a, a' и a''. С увеличением мощности P_{2} кривая a, a' и a'' отклоняется вправо вследст вие увеличения тока возбуждения, необходимого для создания большей активной мощности. В области слева от этой кривой генератор недовозбужден, и ток статора опережает напряжение генератора U и отстает от напряжения сети U_{c} . Работая в этой области, генератор потребляет из сети реактивную мощность, т. с реактивный ток, намагничивающий машину. Справа от кривой a, a' и a'' генератор перевозбужден, и ток обмотки статора отста ет от напряжения генератора U и опережает напряжение сети U_{c} . Здесь генератор отдает в сеть реактивную мощность.

Из сказанного выше следует, что при параллельной работе синхронного генератора с сетью изменение его тока возбужде ния вызывает изменение только реактивной составляющей тока в статоре (т. е. коэффициента мощности генератора) без измене ния его активной мощности.

Чтобы осуществить перевод нагрузки с одного генератора на другой, нужно изменить вращающий момент первичного двигателя путем воздействия на регуляторы скорости их первичных двигателей. Воздействие на регуляторы скорости вызывает изменение количества пара, воды или горючего, поступающего в первичный двигатель. При этом будет изменяться вращающий момент, развиваемый первичным двигателем.

7.5. Генераторы повышенной частоты

Принцип действия, устройство и характеристики генераторов повышенной частоты (ГПЧ). Генераторы переменного тока, генерирующие напряжение частоты от 100 до 2000 Гц, называются генераторами повышенной частоты. Преимущества применения повышенной частоты следующие:

1) уменьшаются габариты и вес электрических машин и грансформаторов;

2) уменьшаются габариты и вес выпрямителей, главным образом за счет уменьшения веса и габаритов трансформаторов и фильтров;

3) имеется возможность создания высокоскоростных асинхронных и синхронных двигателей.

В ряде случаев применение повышенной частоты вызывается тем, что для некоторых установок она требуется по условиям работы. Так, например, повышенная частота необходима при получении заданной частоты импульсов в РЛС или при индукпионном нагреве.

Известно, что для трансформатора справедливо равенство $\vec{E} = A A A A A B C$

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 fw B_m S.$$
 (7.13)
Увеличение частоты *f* при одном и том же напряжении U_1 ве-
лет к уменьшению магнитной индукции B_m или уменьшению
сечения *S* (и размера) магнитопровода, а значит, и всего транс-
форматора (генератора, двигателя и т. п.). Скорость вращения
магнитного поля в электрических машинах также линейно воз-
растает с повышением частоты. Например, при *f* = 400 Гц и *p* = 1
 $60 f$

$$n = \frac{607}{p} = 24\ 000\ \text{об/мин}$$

лет

магн

Следует, однако, иметь в виду, что применение повышенной частоты связано с некоторым увеличением потерь на гистерезис и от вихревых токов ($p_{\rm r} \equiv f$, а $p_{\rm BX} \equiv f^2$) и необходимостью использования для ГПЧ высоколегированных дорогостоящих электротехнических сталей. Конструирование генераторов повышенной частоты представляет известные трудности.

Теоретические расчеты и опытные данные показывают, что наиболее оптимальная частота с точки зрения габаритов электрических машин, трансформаторов и выпрямителей и их стоимости лежит в области 400-800 Гц. При этом вес оборудования сокращается в 6-8 раз по сравнению с весом аналогичного оборудования для f = 50 Гц. Причем частоты 400, 500 и 800 Гц применяются в основном в радиотехнических установках и в электрооборудовании самолетов.

Напряжение генераторов повышенной частоты сравнительно невелико: от 80 до 230 В, а скорость вращения — от 2500 до 6000 об/мин. Приводятся они во вращение двигателями внутреннего сгорания или электродвигателями постоянного или неременного тока.

Конструктивно ГПЧ могут быть выполнены различным об разом. В радиоэлектронных устройствах нашли широкое приме нение ГПЧ индукторного типа. В этих генераторах ЭДС повышенной частоты индуцируется за счет периодических пульсании магнитного потока, вызываемых периодическими изменениями магнитного сопротивления части магнитопровода машины. По этому конструкция таких генераторов совершенно отлична от конструкции синхронных генераторов обычного типа.

Генераторы индукторного типа в зависимости от конструк ции бывают переменно-полюсные и постоянно-полюсные.

В радиотехнических устройствах применяются в основном ГПЧ постоянно-полюсной конструкции, которые будут рас смотрены.

Схематическое устройство такого типа генератора показано на рис. 7.14. Как видно из рисунка, статор генератора состоит из корпуса *1*, изготовленного из литой электротехнической стали, активной зубцовой части сердечника *2*, набранного из отдельных пластин электротехнической стали толщиной 0,2–0,35 мм, рабочих обмоток *3* и обмотки возбуждения *4*.



Рис. 7.14. Схематическое устройство ГПЧ индукторного типа постоянно-полюсной конструкции

208

Статор генератора выполняется с двумя рабочими обмотклми 3, которые укладываются в пазы между зубцами статора. Обмотка возбуждения 4 в виде одной катушки располагается между двумя частями статора и создает магнитный поток, замыкающийся по цепи в плоскости, проходящей ось вала.

Ротор генератора состоит из вала 5, литого сердечника ротора 6 и двух пакетов 7, набранных из отдельных пластин электротехпической стали и расположенных против пакетов стали статора. Пакеты образуют из каждого торца ротора зубцы. Из рисунка пидно, что с одного торца все зубцы на роторе будут иметь одну магнитную полярность, например северную, а с другого торпа — южную полярность. Поэтому такие генераторы называются постоянно-полюсными.

Принцип действия ГПЧ постоянно-полюсной конструкции состоит в следующем. Обмотка возбуждения создает постоянное магнитное поле, которое замыкается через зубцы статора и ротора. При вращении ротора около каждого зубца статора будет проходить то зубец, то паз ротора, вследствие этого магнитная индукция (магнитный поток) в зубце статора будет изменяться примерно по трапецеидальному закону.

Так как полный цикл изменений магнитной индукции (и магнитного потока) происходит при повороте ротора на один зубец и паз, то один зубец ротора ГПЧ равнозначен одной паре полюсов обычного синхронного генератора, т. е.

 $p = Z_{\rm p}.\tag{7.14}$

Таким образом, зубец и паз соответствуют двум полюсам обычной машины. Вследствие пульсации магнитной индукции от B_{\min} до B_{\max} (или потока от Φ_{\min} до Φ_{\max}) в зубцах статора наводится переменная ЭДС в катушках обмотки статора, распоюженных на зубцах. При этом частота этой ЭДС определяется рормулой

$$f = Z_{\rm p} n/60. \tag{7.15}$$

Учитывая, что на роторе может быть большое количество зубнов, можно получить любую повышенную частоту при заданном числе оборотов машины. При этом ширина зубцов ротора по отношению к ширине зубцов статора выбрана так, чтобы уменьшение магнитного потока у одной половины зубцов стагора и ротора полностью компенсировалось увеличением магнитного потока у другой половины всех зубцов статора и ротора. В результате суммарный магнитный поток, пронизывающий весь ротор и весь статор (в частности, корпус машины), т. е. весь магнитный поток обмотки возбуждения, остается неизменным ($\Phi_{\rm g}$ = const). Это очень важно, так как исключается индуцирование вредной для работы переменной ЭДС в обмотке возбуждения (цепи постоянного тока). Кроме того, корпус используется в качестве магнитопровода, в котором отсутствуют магнитные потери (корпус выполняется из литой стали).

Известно, что форма кривой ЭДС, индуцированной в генераторе переменного тока, является одной из важнейших характеристик, определяющих качество генератора. Известно также, что для синусоидальной кривой этот коэффициент $k_{\phi} = 1,11$. Для ГПЧ индукторного типа $k_{\phi} = 1,15$. Для приближения формы кривой ЭДС к синусоиде применяется скос зубцов ротора.

Основные характеристики ГПЧ сходны с характеристиками нормальных синхронных генераторов. Динамические свойства синхронных генераторов и генераторов повышенной частоты описываются теми же дифференциальными уравнениями, что и для генераторов постоянного тока.

7.6. Синхронные тахогенераторы

Синхронный тахогенератор является простейшим тахогене ратором переменного тока. На рис. 7.15 показана конструктивная схема четырехполюсного тахогенератора.



Рис. 7.15. Схема конструкции четырехполюсного синхронного тахогенератора

В пазах статора 2, набранного из листовой электротехнической стали, уложена однофазная распределенная обмотка /. Внутри статора находится ротор 3, представляющий собой дискообразный постоянный магнит с полюсами чередующейся полярности. При вращении ротора в статорной обмотке наводится ЭДС, которая описывается уравнением динамики

$$E_a = 4,44k_{\rm obm} w f \Phi_{\rm B} = 4,44k_{\rm obm} w \frac{pn}{60} \Phi_{\rm B} = c_1 n; \qquad (7.16)$$

$$E_a = k_{\rm tr} \omega, \qquad (7.17)$$

где $c_1 = 4,44 \frac{k_{obm}}{60} w p \Phi_{\rm B}; k_{\rm tr} = 4,44 k_{obm} w \frac{p}{2\pi} \Phi_{\rm B}$ — передаточный ко-

»ффициент тахогенератора, рассматриваемого как пропорциональное динамическое звено с передаточной функцией

$$K(p) = \frac{E_a(p)}{\omega(p)} = k_{\rm tr}.$$
(7.18)

Таким образом, при холостом ходе тахогенератора выходное напряжение $U_{\text{вых}} = E_a$ и пропорционально его частоте вращения. Однако частота тахогенератора — функция частоты вращения. Следовательно, в нагруженном тахогенераторе реактивная (индуктивная и емкостная) составляющая Z_{H} и инлуктивное сопротивление x_{s1} обмотки самой машины изменякотся с изменением частоты, поэтому выходная характеристика $U_{\text{вых}} = f(n)$ нелинейна.

Зависимость частоты выходного напряжения от частоты вращения и нелинейность выходной характеристики снижают точность работы синхронных тахогенераторов. Поэтому, несмотря на простоту устройства и отсутствие скользящих контактов, эти гахогенераторы в автоматических системах применяют редко. Используют их в основном для измерения частоты вращения различных механизмов и машин, подключая непосредственно к кольтметру со шкалой, отградуированной в об/мин.

Контрольные вопросы

1. Поясните конструктивные особенности построения и функционирования синхронных генераторов.

2. Получите математическое выражение для ЭДС в обмотке синхронного генератора.

3. В чем состоит физическая сущность реакции якоря синхронного генератора при активной, емкостной и индуктивной нагрузках?

4. Обоснуйте условия и способы включения синхронных генераторов на нараллельную работу.

5. Назовите особенности устройства, принципа действия и характеристик генератора повышенной частоты.

6. Покажите особенности конструкции и принцип работы синхронных тахогенераторов.

Глава 8 СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

8.1. Синхронные двигатели и их характеристики

Синхронные двигатели в основном выполняют явнопо люсными. Учитывая важное свойство синхронных двигате лей — при перевозбуждении работать с опережающим $\cos \varphi$, их изготовляют для номинальной работы при $\cos \varphi = 1$ и опережающем $\cos \varphi = 0.8$.

Статор двигателя имеет ту же конструкцию, что и статор синхронного генератора. Для облегчения пуска двигателя за зор у него делается меньше зазора у генератора. В полюсныс наконечники двигателей закладывают специальную пусковую обмотку. Возбудитель обычно насаживают на вал двигателя, а в двигателях большой мощности выполняют отдельно (рис. 8.1).



Рис. 8.1. Схема синхронного двигателя

Как отмечалось, синхронные машины обладают свойством обратимости. Если к синхронному генератору, работающему параллельно с сетью, прекратить подвод механической энергии, то машина будет продолжать вращаться синхронно, так как статор и ротор по-прежнему упруго сцеплены между собой. Разница лишь в том, что при работе машины в качестве двигателя мощность подводят из сети к его статору, магнитный поток которого является ведущим звеном системы, а поток ротора и, следовательно, сам ротор — ее ведомым звеном. Поэтому ось потока статора двигателя всегда опережает ось потока ротора на угол θ , а вектор подводимого к двигателю напряжения опережает составляющую — E_a на тот же угол θ . Установившийся режим работы двигателя имеет место при таком угле θ , когда вращающий и тормозящий моменты явигателя взаимно уравновешиваются.

При изучении электромагнитных процессов в синхронных двигателях пользуются теми же методами, что и при исследовании генераторов [43].

При построении векторной диаграммы двигателя учитывают, что по второму закону Кирхгофа приложенное к двигателю напряжение U в любой момент времени уравновешивается совокупностью противо ЭДС двигателя ΣE_{nB} :

$$\dot{U} = -\Sigma \dot{E}_{_{\rm AB}} = -(\dot{E}_{_{0}} + \dot{E}_{_{q}} + \dot{E}_{_{d}}) = -\dot{E}_{_{0}} + jIx_{_{q}} + j\tilde{I}_{_{d}}x_{_{d}}.$$
 (8.1)

Причем, параметры \hat{U} , \hat{I} , $\cos(\phi > 0)$ и синхронно-индуктивные сопротивления по продольным и поперечным осям реакции якоря x_q , x_d предполагают заданными. Векторная диаграмма синхронного двигателя приведена на рис. 8.2. Под углом ϕ к вектору тока \hat{I}_a откладывают вектор напряжения \hat{U} , который уравновешивается $\Sigma \hat{E}_{ng}$.



Рис. 8.2. Векторная диаграмма перевозбужденного синхронного двигателя

Складывая векторы \dot{E}_d и \dot{E}_q с вектором \dot{U} , получаем вектор ЭДС — \dot{E}_a . Следует отметить, что при индуктивном характере нагрузки ($\phi > 0$) и соз ϕ = const реакция якоря размагничивает тенератор и намагничивает двигатель. Это объясняется тем, что ток I_a , а стало быть, и создаваемая им МДС реакции якоря ори-

ентированы противоположно относительно ЭДС \dot{E}_a , создавае мой в генераторе и двигателе основным потоком $\dot{\Phi}_{\rm B}$.

О работе синхронного двигателя судят по рабочим характеристикам: $n, M, \eta, \cos \varphi = f(P_2)$ при $U = \text{const}, f = \text{const}, I_B = \text{const}$ (рис. 8.3, a, δ). Частота вращения $n = n_1 = 60f/p = \text{const}$ при всех режимах. Вращающий момент $M = M_{xx} + M_2$. Момент холостого хода $M_{xx} = \text{const}$, а полезный момент $M_2 = P_2/\omega_1$ из меняется пропорционально полезной мощности, и зависимость $M = f(P_2)$ изображают прямой линией.



Рис. 8.3. Рабочие характеристики синхронного двигателя

Зависимость $\eta = f(P_2)$ имеет обычный для всех электрических машин характер. КПД почти постоянен в пределах изменения нагрузки от 0,5 $P_{2 \text{ ном}}$ до $P_{2 \text{ ном}}$. Характер изменения сов $\varphi = f(P_2)$ (рис. 8.3, δ) зависит от того, какое установлено возбуждение двигателя. Если подрегулировать ток возбуждения так, что при холостом ходе сов $\varphi = 1$ (кривая I), то при нагрузке для получения сов $\varphi = 1$ необходимо повысить ток возбуждения. Но так как по условию $I_{\rm B} = \text{const}$, то при нагрузке получится режим недовозбуждения, при котором появятся реактивные токи, отстающие от U, [cos(+ φ)].

Если соз $\varphi = 1$ при номинальной нагрузке (кривая 2), то при недогрузке двигатель потребляет из сети реактивные (емкостные) опережающие [соз (– φ)], а при перегрузке — отстающие (индуктивные) токи. Для возможно меньшего изменения соз φ устанавливают нормальное возбуждение (соз $\varphi = 1$) при нагрузке, равной 0,5 P_{2 ном</sub> (кривая 3).

8.2. Электромагнитная мощность и вращающий момент синхронных двигателей

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора, то потребляемая двигателем из сети активная мощность $P_1 = m_1 UI \cos \varphi$ приближенно равна электромагнитной мощности P_{3M}

$$P_{\rm PM} \approx P_1 \approx m_1 U I \cos \varphi. \tag{8.2}$$

Из векторной диаграммы (см. рис. 8.2) при $\phi = \Psi - \theta$ определяем

$$\begin{cases} I_q = I \cos \Psi = E_q / x_q = (U \sin \theta) / x_q; \\ I_d = I \sin \Psi = E_d / x_d = (E_a - U \cos \theta) / x_d. \end{cases}$$
(8.3)

Подставив (8.3) в (8.2), получим

 $P_{\text{\tiny ЭM}} = m_1 U I \cos(\Psi - \theta) = m_1 U I \cos\Psi \cos\theta + m_1 U I \sin\Psi \sin\theta =$ = $m_1 U [(U \sin\theta)/x_a] \cos\theta + m_1 U [(E_a - U \cos\theta)/x_d] \sin\theta =$

 $m_1 U[(U \sin \theta)/x_d] \cos \theta + m_1 U[(L_a - U \cos \theta)/x_d] \sin \theta = m_1 U[(E_a \sin \theta)/x_d] + (m_1 U^2/2)[(1/x_q) - (1/x_d)] \sin 2\theta = P_{\text{осн}} + P_{\text{доп}},$ глс $P_{\text{осн}}, P_{\text{доп}}$ — основная и дополнительная электромагнитные мощности.

Электромагнитный момент синхронного двигателя

$$M = \frac{P_{_{\rm DM}}}{\omega_1} = \frac{m_1 U E_a}{x_d \omega_1} \sin \theta + \frac{m_1 U^2}{2\omega_1} (\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}) \sin 2\theta = M_{_{\rm OCH}} + M_{_{\rm ROT}}, \quad (8.4)$$

гдс $M_{\rm och}$, $M_{\rm gon}$ — основной и дополнительный вращающие моменты.

Электромагнитный момент складывается из двух составляющих. Взаимодействие поля ротора с полем статора создает основную составляющую

$$M_{\rm och} = \frac{m_1 U E_u}{x_d \omega_1} \sin \theta.$$
(8.5)

Дополнительная составляющая момента $M_{\text{доп}}$ возникает при $x_q \neq x_d$ вследствие искривления поля реакции якоря. Эту составляющую называют реактивным моментом. Реактивный (дополнительный) момент

$$M_{non} = \frac{m_1 U^2}{2\omega_1} (\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}) \sin 2\theta.$$
 (8.6)
8.3. Асинхронный пуск синхронных двигателей

Как указывалось, синхронные двигатели выполняют явнопо люсными, в полюсные «башмаки» которых закладывают специ альную пусковую обмотку.

При асинхронном пуске напряжение, подводимое к синхропному двигателю, понижают с помощью реакторов (индуктивных сопротивлений) или автотрансформаторов до $(1/2 - 1/3)U_{\text{полуровите призводят прямое включение на полное напряжение сети (рис. 8.4).$

Данный способ пуска сводится к следующему. Под действием подведенного напряжения в статоре возникает магнитное полс. вращающееся с синхронной частотой. Во избежание перенапря жений обмотка ротора должна быть замкнута на пусковой реос тат R_n , сопротивление которого превышает активное сопротивление обмотки в 10–15 раз.

Последовательность пуска следующая: сначала замыкают переключатель Π_1 и выключатель B_1 , затем переключатель ставят в положение Π_2 и замыкают B_2 , отключая B_1 . При этом вращаю щееся поле наводит токи в пусковой обмотке, обмотке возбуж дения и во всех металлических частях, которые оно пересекаст. Пусковая обмотка должна быть рассчитана так, чтобы развивае мый ею асинхронный момент M_a удовлетворял требуемым пуско вым условиям.

В явнополюсных двигателях имеет место также реактивный момент, проявляющийся при частоте вращения, равной 90–95% синхронной. Реактивный момент возникает в результате откло нения магнитных силовых линий, проходящих через зазор из статора в ротор, от кратчайшего пути (перпендикуляра к поверхности полюсов). Предположим, что в некоторый момент времени северный полюс статора, двигаясь относительно ротора сле ва направо, оказался сзади южного полюса ротора (рис. 8.5, *a*). В результате отклонения магнитных линий возникает сила Е. тормозящая ротор. Так как поле статора вращается быстрее, чем ротор, в следующий момент времени ось поля статора совпадает с осью ротора (рис. 8.5, δ), в результате этого F = 0. Затем поле статора начинает опережать ротор, создавая силу, стремящуюся ускорить ротор (рис. 8.5, в). Таким образом, при асинхронном пуске реактивный момент имеет разные знаки в зависимости от и шимного расположения полюсов статора и ротора.



Если нагрузка невелика, а частота вращения ротора близка к синхронной, то положительный реактивный момент придает такое ускорение ротору, при котором частота его вращения достигает значения частоты вращения поля статора (так называемое втягивание в синхронизм). Однако реактивный момент обычно невелик. Поэтому в обмотку возбуждения двигателя при достижении им частоты вращения, равной 95% синхронной, подают постоянный ток. При этом необходимо добиваться таких условий, при которых поле, создаваемое постоянным гоком возбуждения, усиливало бы поле, создаваемое статором, т. е. усиливало бы южную полярность полюса ротора. В противном случае полюсы статора и ротора станут взаимно отталкиваться, что даст сильный механический толчок на валу. Все эти операции должны быть выполнены тщательно, поэтому асинхронный пуск синхронного двигателя производят исключительно автоматически.

8.4. Синхронные двигатели для систем автоматики

8.4.1. Общие сведения

Синхронные двигатели мощностью от долей ватта до нескольких сотен ватт применяют в системах автоматики.

Особенность синхронных двигателей состоит в том, что частота вращения ротора жестко связана с частотой тока, протека-

ющего в статорных обмотках. Поэтому, если статор питается то-ком неизменной частоты (например, от промышленной сети), частота вращения постоянна и не зависит от нагрузки. Такие двигатели используют в системах, требующих строго постоян ной частоты вращения (электрические часы, лентопротяжные механизмы, программные устройства и т. п.). В том случае, когда частота тока изменяется (системы синхронной связи), частота синхронного вращения меняется вместе с частотой сети.

К группе синхронных двигателей следует отнести также двигатели, у которых частота тока в статоре определяется частотой вращения ротора, так как с ротором связан задающий генератор, управляющий частотой тока в статорных обмотках. Поскольку источником питания таких двигателей служит сеть постоянно-го тока, они получили название бесконтактных (бесщеточных) двигателей постоянного тока или вентильных двигателей.

В цифровых системах автоматики применяют шаговые двигатели, в обмотки статора которых поступают импульсы тока ог устройств управления, а частота вращения ротора строго синх-ронизирована с частотой поступающих импульсов. В зависимости от особенностей возбуждения синхронные двигатели делят на двигатели с активным ротором, представ-

ляющим собой явнополюсный ротор из постоянного магнита, с реактивным ротором, представляющим собой явнополюсный или зубчатый ротор из магнитомягкого материала, и индуктор-ные машины, возбуждение которых создается постоянной со-ставляющей тока в обмотках статора, постоянным магнитом или специальной неподвижной обмоткой возбуждения.

Часто для привода устройств автоматики требуется относи-тельно небольшая частота вращения выходного вала. При не-большой мощности привода (единицы или десятки ватт) целесообразно применять редукторные двигатели, совмещающие функции двигателя и понижающего редуктора. Редуцирование частоты вращения осуществляют за счет зубчатого (гребенчатого) выполнения полюсов статора и ротора из магнитомягкого материала, что равносильно увеличению в несколько раз числа пар полюсов. Этот принцип редуцирования используют и в шапар полюсов. Этот принцип редуцирования используют и в ша-говых двигателях для уменьшения размера шага, т. е. угла пово-рота ротора под действием каждого импульса. Другим типом двигателя с пониженной частотой враще-ния являются двигатели с катящимся ротором, работающие

по принципу механических планетарных редукторов. Все двигатели отличаются высокой эксплуатационной надежностью из-за отсутствия подвижных электрических контактов.

8.4.2. Реактивные двигатели с распределенной обмоткой статора

Статоры реактивных двигателей с распределенной обмоткой конструктивно не отличаются от обычных асинхронных и синхронных двигателей. Роторы таких двигателей имеют явнополюсную конструкцию; их выполняют из магнитомягкого материала.

Работу реактивного синхронного двигателя можно проанализировать, основываясь на общей теории синхронных машин, если счигать ЭДС, наводимую в обмотке статора роторным потоком возбуждения, равной нулю. Векторная диаграмма такого двигателя имеет вид, представленный на рис. 8.6.

Напряжение источника питания уравновешивается падением напряжения на активном и индуктивных сопротивлениях



Рис. 8.6. Векторная диаграмма реактивного синхронного двигателя

$$\dot{U} = \dot{I}r + j\dot{I}_{d}x_{ad} + j\dot{I}_{q}x_{aq} + j\dot{I}x_{s1}.$$
(8.7)

Такие реактивные двигатели на статоре могут иметь как трехфазную, так и однофазную обмотку. Работа двигателя основана на использовании дополнительной электромагнитной мощности и дополнительного вращающего момента (см. п. 8.2)

$$P_{\text{non}} = m_1 \frac{U^2}{2} (\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}) \sin 2\theta = m_1 \frac{U^2(x_d - x_q)}{2x_q x_d} \sin 2\theta; \quad (8.8)$$

$$M_{\rm non} = \frac{P_{\rm non}}{\omega_1},\tag{8.9}$$

Дополнительный момент зависит от: 1) квадрата напряжения, подведенного к двигателю; 2) разности $x_d - x_q$; 3) sin 20. Чтобы добиться наибольшего значения M_{non} при прочих равных условиях, реактивному двигателю придают такое конструктивное оформление, при котором разность $x_d - x_q$ максимальна. Физическая картина работы реактивного двигателя основывается на том же эффекте отклонения магнитных силовых линий, идущих из статора в ротор, как и в обычном синхронном двигателе с возбуждением (ср. рис. 8.5). Реактивные двигатели получили широкое распространение в качестве машин малон мощности (порядка нескольких десятков ватт). В этом случае двигатель выполняют однофазным, что упрошает его конструктивно, но затрудняет пуск в ход. Такой двигатель необходимо синхронизировать с сетью, приведя его во вращение.

Для улучшения пусковых и рабочих характеристик однофазных реактивных двигателей разработана система однофазного реактивного конденсаторного двигателя (рис. 8.7). Если вы брать емкость конденсатора так, чтобы напряжение на его зажимах было равно линейному напряжению, а ток через конден сатор — линейному току, то токи I_1 , I_2 , I_3 в обмотках двигателя образуют симметричную трехфазную систему.



Рис. 8.7. Схемы пуска однофазных синхронных реактивных двигателей при соеди нении обмоток статора: *a* — звездой; *б* — треугольником

Конденсаторный реактивный двигатель имеет по сравнению с обычным однофазным лучшие пусковые характеристики, более высокий $\cos \varphi$; он менее склонен к колебаниям, но обладает несколько меньшим КПД.

8.4.3. Редукторные реактивные двигатели

Редукторные реактивные двигатели позволяют получить достаточно малую частоту вращения при питании от сети стандар тной частоты, не прибегая к помощи редукторов. Работают они по тому же принципу, что и обычные синхронные реактивные двигатели (рис. 8.8). Статор в виде кольца, а ротор в виде диска набраны из листов магнитомягкой электротехнической стали (рис. 8.8, *a*). Они набжены полукруглыми пазами, числа которых у статора и ротора различны, но близки: например, число пазов статора = 16, число пазов ротора $z_p = 18$. Разность $z_p - z_c$ определяет частоту вращения ротора двигателя. На статоре размещена двухполюсная спиральная обмотка, включенная по мостовой схеме (рис. 8.8, *б*).



Рис. 8.8. Редукторный реактивный двигатель: *а* — схема конструкции; *а*— схема включения

При питании обмотки статора создается вращающееся поле, а ротор будет располагаться в нем так, чтобы магнитное сопротивление на пути потока было минимальным. Когда ось поля переместится из положения *A* в положение *B* (рис. 8.8, *a*), сдвинувшись на один зубцовый шаг статора, соответствующий углу $360/16 = 22.5^{\circ}$, ротор повернется на угол, равный $360/16 - 360/18 = 2.5^{\circ}$, т. е. в 9 раз меньший угла поворота поля. Следовательно, при повороте поля статора на 360° ротор повернется на $16 \cdot 2.5 = 40^{\circ}$, т. е. будет вращаться с частотой, в 360/40 = 9 раз меньшей частоты вращения поля статора.

Выведем общее выражение для частоты вращения ротора. Частота вращения поля больше частоты вращения ротора в $\frac{360/z_c}{(360/z_c) - (360/z_p)} = \frac{z_p}{z_p - z_c}$ раз, т. е. $n_1/n = z_p/(z_p - z_c)$. Следовагельно, $n = [(z_p - z_c)/z_p] n_1 = [(z_p - z_c)/z_p] (60f/p)$. Чем меньше разность $z_p - z_c$, тем меньше частота вращения ротора. Рекомендуется брать $z_p - z_c = 2, 4, 6$ и т. д. Например, при f = 50 Ги; 2p = 2; $z_p = 200$; $z_c = 198$ синхронная частота вращения поля статора $n_1 = 60f/p = 3000$ об/мин, а частота вращения ротора n = [(200 - 198)/200] $3000 = 2 \cdot 3000/200 = 30$ об/мин, т. е. в 100 раз меньше.

Основные технические данные редукторных двигателей серии ДСР приведены табл. 8.1.

Таблица 8. 1. Основные технические данные синхронных редукторных двигателей серии ДСР

Тип двигателя	Система питания	Номинальная часто- та, Гц	Номинальное напря- жение, В	Потребляемый ток, А	Номинальный момент, Н·см	Максимальный и пус- ковой моменты, Н.см	Козффициент мощности соѕ ф	Номинальная частота вращения, об/мин	Время пуска. с
ДСР-2	Однофазная	50	220	0,06	10	20	0,95	2	≤ 0,1
	Трехфазная	50	220	0,055	30	60	0,85	2	≤ 0,1
ДЦСР-60	Однофазная	50	220	0,06	1,0	2	0,95	60	≤ 0,1
	Трехфазная	50	220	0,055	1,5	3	0.85	60	≤ 0,1

Если ротор выполнить в виде кольца с внешними и внутренними пазами, а внутри него поместить второй ротор с внешними пазами, то получим двигатель с двойной редукцией. У такого двигателя частота врашения второго (внутреннего) ротора в несколько раз меньше частоты вращения первого (кольцевого) ротора. Помещая несколько роторов один в другой, можно (подобрав определенное число зубцов) получить двигатель, у которого отдельные роторы имеют частоту вращения часовой, минутной и секундной стрелок, т. е. получить безредукторный часовой механизм. Достоинство такого механизма — постоянство частоты вращения за один оборот, что позволяет применять его для приборов звукозаписи и звуковоспроизведения. К недостаткам таких двигателей можно отнести маленький вращающий момент, низкий КПД и большие габариты.

8.4.4. Гистерезисные двигатели

Гистерезисный двигатель — это синхронный реактивный двигатель, вращающий момент которого создается за счет магнитного гистерезиса материала ротора.

Статор такого двигателя имеет обычную трех- или двухфазную обмотку, которая создает вращающееся магнитное поле, а ротор представляет собой массивный цилиндр без обмотки, и вотовленный из магнитотвердого материала. При включении статора в сеть ротор приходит во вращение. Вращающий момент складывается из двух составляющих:

$$M = M_{\rm BHXD} + M_{\rm F},$$

гле $M_{вихр}$ — момент, создаваемый взаимодействием вращающегося поля машины с вихревыми токами ротора; M_r — момент, нозникающий за счет гистерезиса при перемагничивании материала ротора (гистерезисный момент). Принцип действия явигателя иллюстрируется рис. 8.9. Для наглядности показаны голько два элементарных магнитика *I* и *2*. Сила взаимодействия между этими магнитиками и полем статора *NS* направлена по оси последнего (рис. 8.9, *a*). Если поворачивать поле *NS*, например, по часовой стрелке, то в том же направлении поворачинаются и элементарные магнитики. Однако вследствие магнитного гистерезиса магнитики *ns* не сразу повернутся на тот же угол, что и поле *NS*. Между осями *NS* и *ns* появится некоторый угол рассогласования γ . Помимо радиальных сил появляются тангенциальные (рис. 8.9, *б*), которые и создадут гистерезисный момент M_r .



Рис. 8.9. К пояснению принципа действия гистерезисного двигателя

Угол γ определяется формой петли гистерезиса материала, по которого изготовлен ротор. Гистерезисный момент M_r не зависит от частоты вращения ротора, радикальный способ увеличения вращающего момента гистерезисного двигателя — применение магнитотвердых материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Частота вращения такого двигателя синхронна с частотой вращения поля, КПД высокий — до 80%, мощность на валу составляет 0,1–200 Вт.

Достоинствами гистерезисных двигателей являются простота устройства, надежность в эксплуатации, отсутствие пусковых приспособлений, плавность втягивания в синхронизм, практически неизменный ток при пуске и работе. К недостаткам можно отнести относительно высокую стоимость материала ротора, хотя, как правило, ротор изготовляют из обычной стали и на него насаживают лишь полый цилиндр небольшой толщины из магнитотвердого материала.

Основные технические данные гистерезисных двигателен приведены в табл. 8.2.

Тип двигателя	Число фаз	Номи- нальное напряже- ние, В	Номи- нальная частота, Гц	Номи- нальная мощность, Вт	Номиналькая частота вращения, об/мин	Потреб- ляемый ток, А	Емкость под- ключенного конденсатора, мкФ
Γ-205	1	220	50	1	3000	0,09	2±10%
Г-304	3	220	50	12	3000	0,22	-
Γ-405	1	220	50	9	3000	0,25	3±10%
Г-504	3	220	50	60	3000	2,2	- 2

Таблица 8.2. Основные технические данные синхронных гистерезисных двигателей серии Г

Гистерезисные двигатели применяют в различных приво дах приборного типа, в устройствах мощностью несколько десятков ватт при повышенных частотах напряжения питания и частотах вращения, достигающих 24 000–30 000 об/мин и выше. В этих системах используют синхронные гистерезисные двигатели с обращенным ротором. Схематическое устройство такого двигателя представлено на рис. 8.9, в. Внутри стального цилиндра *I* помещена активная часть ротора *2* из магнитотвердого материала, охватывающая обращенный неподвижный статор *3* с наружными пазами. В этих пазах укладывают ставную и вспомогательную однофазные обмотки с взаимным пространственным сдвигом на половину полюсного деления; тля образования вращающегося поля к вспомогательной обмотке подключают конденсатор.

Такую конструкцию обращенного гистерезисного двигателя применяют не только в гироскопических устройствах, но и в пектропроигрывателях, радиолах и других подобных устройстах. В электропроигрывателях и радиолах вал этого двигателя пертикальный. Вал опирается своим концом на шарик и вращатся в подшипнике скольжения, состоящем из одного вкладына. В таком исполнении эти двигатели рассчитаны на напряжения сети 127/220 В, частоту 50 Гц, частоту вращения 1500 об/мин и потребляемую мощность от сети 10 — 15 Вт.

8.4.5. Синхронные двигатели с катящимся и волновым роторами

Синхронные электрические двигатели с катящимся ротором (ДКР) применяют для систем автоматики в качестве безредукторных тихоходных малоинерционных исполнительных двигатслей.

На рис. 8.10 показана схема конструкции ДКР. В стальной корпус *1* запрессованы пакет сердечника статора *2* с трех- или пухфазной (в конденсаторном исполнении) обмоткой *4*, ферромагнитные кольца *6* и катки статора 7. Между кольцами и сертечником статора помещены две кольцевые катушки *5* обмотки постоянного тока.





Рис. 8.10. Схема конструкции синхронного ДКР

Ротор в отличие от обычных двигателей относительно расточки статора расположен эксцентрически, т. е. его ось и ось расточки статора не совпадают. На валу *10* ротора закреплены шихтованный пакет стали сердечника *3* ротора без обмотки, два пакета магнитопровода *8* униполярного потока и два катка ротора *9*.

Двигатель выполнен таким образом, что ротор не имест непосредственного соприкосновения с поверхностью расточки пакета статора. Между ними благодаря устройству катков на стато ре и роторе обеспечивается минимальный воздушный зазор б принцип действия двигателя заключается в следующем

Принцип действия двигателя заключается в следующем При включении обмотки постоянного тока возникает упиполярное поле (направление потока Φ этого поля показано стрелками на рис. 8.10), создающее вследствие эксцентриси тета одностороннее магнитное притяжение сердечников рото ра и статора в стороне минимального воздушного зазора. Если подключить двухполюсную двух- или трехфазную обмотку статора к соответствующей сети переменного тока, то возникает вращающееся магнитное поле статора, которое складывается в зазоре с униполярным полем.



Рис. 8.11. Графики распределения магнитной индукции вдоль воздушного зазора ДКР

На рис. 8.11 показаны графики уни полярного $[B_{\delta 1} = f(x)]$, двухполюсного вращающегося $[B_{\delta 2} = f(x)]$ и результи рующего $\{B_{\delta x} = B_{\delta 1} + B_{\delta 2} = f(x)\}$ полен. Результирующее поле оказывается несимметричным, и поэтому появля ется сила одностороннего магнитного притяжения, вектор которой совпада ет с максимумом $B_{\delta x}$ и вращается сип хронно с частотой вращения поля об мотки переменного тока.

вдоль воздушного зазора ДКР Допустим, что в рассматриваемый момент времени максимум магнитного поля совпадает с точкой Aна статоре (рис. 8.12, *a*). В этом случае под действием силы Q ротор притягивается к точке A статора. Если результирующее магнитное поле повернется в пространстве на некоторый угол α , то сила магнитного притяжения Q сместится на тот же угол (рис. 8.12, *b*). Разложив силу Q на две составляющие Q_x и Q_y , видим, что сила Q_x , притягивая ротор к статору, стремится повернуть его. Под действием этой силы ротор и его катки повернутся на угол α , в результатс этого минимальный воздушный зазор окажется в точке B.

226

Таким образом, при вращении результирующего несимметричного поля точка A минимального зазора перемещается с синхронной угловой скоростью ω_1 . Ротор же на своих катках поворачивается вокруг своей оси с угловой скоростью ω , значительно мсньшей ω_1 в направлении, противоположном вращению поля. При этом синхронно с полем, но с малой скоростью по окружности с центром в точке 0 перемещается и центр ротора 0'.

Действительно, при повороте магнитного поля в пространспве на один оборот (на угол 2π) ротор, перемещаясь своими катками по каткам статора, повернется вокруг своей оси в обратную сторону на угол β (рад), равный разности длин окружности катков статора и ротора, деленной на радиус катка ротора:

$$\beta = (2\pi R_{\rm c} - 2\pi R_{\rm p})/R_{\rm p}, \qquad (8.10)$$

гле $R_{\rm c}$, $R_{\rm p}$ — радиусы катков статора и ротора.



Рис. 8.12. К пояснению принципа действия двигателя: *a*, *б* — с катящимся ротором; *в* — волновым ротором с двумя точками касания; *е* — с четырьмя точками касания

Так как угловые скорости пропорциональны углам поворота за одно и то же время $\omega/\omega_1 = \beta/(2\pi)$, то с учетом (8.10) $\omega = \omega_1 (R_c - R_p)/R_p$;

$$\frac{\pi n}{30} = \frac{\pi n_1}{30} \frac{R_{\rm c} - R_{\rm p}}{R},$$

откуда
$$n = n_1 \frac{R_c - R_p}{R_p} = 60 f \frac{R_c - R_p}{R_p}$$
, где $n_1 = 60/f$, так как $p = 1$.

Выражение $[(R_c - R_p)/R_p] \le 1$, поэтому можно получить частоту вращения ротора $n \le n_1$ без применения специальных редукторов, например при частоте сети 50 Гц $n = 2 \div 200$ об/мин.

В ДКР с гладкими поверхностями катков статора и ротора при большом нагрузочном моменте на валу качение происхо дит с проскальзыванием и двигатель работает как асинхронны В синхронных ДКР поверхности катков выполняют зубчатыми, что устраняет проскальзывание.

Основными достоинствами синхронных двигателей с казя щимся ротором являются малые частоты вращения выходного вала; большой вращающий момент (номинальный и пусковой); малая инерционность; возможность работы на упор (при n = 0) без заметного увеличения токов и мощности. К недостаткам та ких двигателей относятся необходимость двойного питания п специальных кинематических устройств для передачи вращения с вала катящегося ротора на выходной вал двигателя, а также зна чительные вибрации, обусловленные центробежными силами.

чительные вибрации, обусловленные центробежными силами. Наряду с двигателями с катящимися роторами в схемах авто матики применяют двигатели с гибкими волновыми роторами (волновые двигатели). Роторы таких двигателей могут деформи роваться под действием электромагнитных сил. Если в расточке статора с *m*-фазной обмоткой, создающей двухполюсное вращающееся магнитное поле, поместить топ-костенный (гибкий) полый ротор из ферромагнитного матери ала (рис. 8.12, *в*, *г*), то под действием электромагнитных сил в местах, соответствующих максимальной индукции поля, ротор, деформируясь, притягивается к статору. При вращении поля в пространстве вдоль расточки статора области деформации ро тора перемещаются синхронно с магнитным полем. При этом происходит обкатывание статора ротором. При повороте поля на один оборот в пространстве ротор по-вернется вокруг своей оси на угол, равный разности длин окруж-

вернется вокруг своей оси на угол, равный разности длин окружностей статора и ротора, деленной на радиус ротора (8.10), т. е. так же, как жесткий ротор в двигателе с катящимся ротором.

Медленное вращение ротора вокруг своей оси с помощью специальных устройств передается на вал двигателя. В волновых двигателях, как и в двигателях с катящимся ротором, применяют зубчатые или гладкие катки.

В отличие от двигателей с катящимся ротором двигатель с волновым ротором может работать не только в двухполюсном (рис. 8.12, в), но и в многополюсном поле (рис. 8.12, г). Этог двигатель по принципу действия аналогичен двигателю с ка-тящимся ротором, но обладает некоторыми преимуществами:

1) отсутствие при четном числе областей (точек соприкосноисния ротора со статором) неуравновешенных центробежных и центростремительных сил, что обеспечивает работу двигатеия без вибраций и шума; 2) лучшее быстродействие вследствие меньшего момента инерции ротора.

Электромагнитная система двигателя, создающая вращаюнесся поле, соответствующее одной паре полюсов, не является эффективной, так как магнитный поток встречает большое магнитное сопротивление, проходя по тонкому ротору. Поэтому пвигатели с волновыми роторами имеют иное устройство.

У одних двигателей обмотки выполняют так, что поток замыкается по соседним зубцам статора, проходя по ротору сравнительно небольшие участки. Так как электромагнитное усилие пе зависит от направления потока ($F_{_{3M}} \equiv B_{\delta}^2$), то ротор притягивается к тем зубцам статора, индукция B_{δ} под которыми максимальна (независимо от направления поля), обеспечивая касание со статором и при вращении поля — нормальную работу двигателя. У других двигателей магнитное поле создается с помощью аксиально размещенных катушек фаз статора, что обеспечивает прохождение поля по ротору в аксиальном направлении. При пибкой связи между листами, например с помощью эластичных колец из гибкой стали, обеспечивается эластичность волнового ротора и хорошая работа двигателя.

Контрольные вопросы

 Поясните особенности конструкции и принципа действия синхронных лиигателей.

2. Постройте векторную диаграмму работы синхронного двигателя.

3. Поясните работу синхронного двигателя по рабочим характеристикам (рис. 8.3).

4. Получите аналитические выражения для электромагнитной мощности и вращающего момента синхронных двигателей.

5. Объясните физическую сущность асинхронного пуска синхронных лингателей

6. Обозначьте особенности синхронных двигателей для систем автоматики.

7. Изложите физические процессы в работе реактивного синхронного пвигателя.

8. Поясните принцип функционирования редукторных реактивных двигателей.

9. Перечислите особенности функционирования гистерезисных двигателей.

10. В чем состоит сущность принципа действия синхронных двигателей с катящимся и волновым роторами?

Глава 9 ТРЕХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

9.1. Принцип действия асинхронных двигателей

Асинхронными двигателями называются такие двигатели пере менного тока, у которых скорость вращения ротора n при данной частоте тока в сети изменяется с изменением нагрузки.

Асинхронные двигатели бывают трех-, двух- и однофазные. Наиболее широкое применение в РЭС и системах управления получили трех- и двухфазные асинхронные двигатели. Они при меняются для вращения антенны, вентиляторов, в следящих системах и т. п. Асинхронные двигатели, как и другие электромашины, обратимы, т. е. могут работать в режиме генератора. Однако асинхронные генераторы применяются сравнительно редко, так как они значительно уступают синхронным генерато рам по своим характеристикам.

Вначале рассмотрим принцип действия асинхронного двигателя на примере трехфазного. Принцип действия трехфазного асинхронного двигателя основан на взаимодействии вращаюшегося магнитного поля, созданного трехфазным переменным током с токами, наведенными этим полем в проводниках об мотки ротора.

В гл. 7 было показано, что трехфазная обмотка статора, пита емая трехфазным током, создает вращающееся магнитное поле. Это поле вращается в пространстве со скоростью

$$n_1 = \frac{60f_1}{p},$$

где f_1 — частота тока сети; p — число пар полюсов.

Если внутри такого статора поместить ротор из стального цилиндра, имеющего пазы с обмоткой, то магнитное поле, пересекая обмотку ротора, наводит в ней ЭДС. Если обмотка замкнута, то в ней протекают токи, которые, взаимодействуя с вращаюпимся магнитным полем, создают сисктромагнитные силы $F_{_{3M}}$, действуюпше на обмотку ротора (рис. 9.1). Направление этих сил определяется по правилу левой руки.

Под действием электромагнитных сил возникает вращающий момент, который увлекает ротор в сторону врашения магнитного поля статора. При ном ротор будет вращаться с некото-



Рис. 9.1. Принцип работы трехфазного асинхронного двигателя

рой скоростью n, меньшей скорости вращения магнитного поля статора n_1 . При равенстве скоростей поля n_1 и ротора n будет отсутствовать пересечение проводников обмотки ротора и вращающий момент, действующий на ротор.

Отношение

$$\frac{n_1 - n}{n_1} = s \ u n u \ s = \frac{n_1 - n}{n_1} \ 100\% \tag{9.1}$$

называется скольжением.

Если ротор неподвижен, что соответствует пуску в ход двиптеля, то скольжение в этом случае равно единице (s = 1 или s = 100%). При холостом ходе скольжение s = 0,004-0,005. При поминальной нагрузке скольжение асинхронного двигателя в вависимости от мощности составляет в среднем 0,03-0,08. Таким образом, в асинхронном двигателе скольжение изменяется от 1 до 0.

9.2. Устройство асинхронного двигателя

Асинхронные двигатели состоят из двух основных частей: статора и ротора, между которыми имеется воздушный зазор. В назах статора укладывается обмотка, которая в зависимости от типа двигателя бывает трех-, двух- либо однофазная. Зазор между статором и ротором делается минимальным и составляет 0,3–1,5 мм в зависимости от мощности двигателя. Это объяснястся тем, что статор и ротор связаны между собой только электромагнитно. Чем меньше зазор, тем лучше эта связь.

Ротор состоит из сердечника, насаженного на вал, и обмотки, уложенной в пазы сердечника. Последний собирается из листокой электротехнической стали толщиной 0,2–0,5 мм. Отдельные листы изолируются друг от друга для уменьшения потерь от вих ревых токов в стали ротора.

В зависимости от типа обмотки роторы делятся на роторы с фазной обмоткой (фазный ротор), с короткозамкнутой и без обмотки (полый ротор).

Обычно фазный ротор имеет трехфазную обмотку, соединенную, как правило, в звезду, концы которой присоединены к контактным кольцам. На кольца наложены щетки, соединенные с пусковым реостатом (рис. 9.2). Двигатели с фазным ротором это обычно мощные двигатели (75 кВт и более).



Рис. 9.2. Схемы соединений ротора с фазной обмоткой: ОР – обмотка ротора; К – кольца; Ш – щетки; ПР – пусковой реостат

Устройство короткозамкнутых роторов значительно проше фазных (рис. 9.3). Вместо обмотки в закрытые пазы сердечника закладываются медные или заливаются алюминиевые стерж ни, которые от сердечника не изолируются. С торцевых сто рон стержни *I* соединяются между собой замыкающими коль цами *2*. Таким образом, получается короткозамкнутая обмотка (рис. 9.3). Такую обмотку часто называют «беличьей клеткой».

Двигатель с полым немагнитным ротором является в настоя шее время самым распространенным исполнительным двигате лем в системах автоматического регулирования. Благодаря ма лому весу ротор обладает незначительным моментом инерции, что является очень ценным свойством двигателя.

Конструктивное устройство этого двигателя схематически представлено на рис. 9.4. Внешний статор *I* ничем не отличается от статора асинхронного двигателя. В пазах статора располагаются обмотки *4* (управления и возбуждения), сдвинутые в про странстве на 90°. Внутренний статор *2* набирается также из листов электротехнической стали на цилиндрическом выступе одного из щитов. Он служит для уменьшения магнитного сопротивления на пути основного потока, проходящего через воздушный зазор.

Полый ротор 3 двигателя выполняется в виде тонкостенно го (0,2–1 мм) стакана из сплавов алюминия. Своим дном ротор





Гис. 9.3. Обмотка короткозамкнутого ротора

Рис. 9.4. Схема конструктивного устройства двигателя с полым немагнитным ротором

исстко укрепляется на валу 5, который свободно вращается в подшипниках, расположенных в подшипниковых щитах. Межту статорами и стенками ротора имеются воздушные зазоры (0,15–0,25 мм).

В двигателях мощностью 1,5 Вт обмотки возбуждения и управления размещаются в пазах внутреннего статора. Тогда внешний статор служит лишь для уменьшения магнитного сопротивления. При такой конструкции значительно облегчается процесс укладн обмотки.

9.3. Физические явления, происходящие в асинхронном двигателе при вращающемся роторе

Асинхронный двигатель можно рассматривать и как трансформатор не только при неподвижном роторе, но и при его врашении. В этом случае асинхронный двигатель является преобраювателем не только напряжения, тока и числа фаз, но и частоты и рода энергии. По аналогии с трансформатором рассмотрим рабочий режим работы асинхронного двигателя [77].

Предположим, что статор асинхронного двигателя включен в сеть с заданным напряжением U_1 и частотой f_1 . Основной магнитный поток Φ_m , вращающийся со скоростью $n_1 = \frac{60f_1}{p}$, навонит в обмотках статора и ротора ЭДС: в обмотке статора — E_1 , действующее значение которой

$$E_1 = 4,44f_1 w_1 k_{o61} \Phi_m, \tag{9.2}$$

где w_1 — количество витков одной фазы обмотки статора; k_{obl} — обмоточный коэффициент;

в обмотке ротора — E_{2s} , действующее значение которой $E_{2s} = 4,44f_2w_2k_{o62}\Phi_m,$ (9.3)

где w_2 — количество витков фазы обмотки ротора; k_{o62} — обмоточный коэффициент; f_2 — частота тока в роторе. При этом частота тока в роторе $f_1 >> f_2$. Докажем это. При вращении ротора со скоростью n в магнитном поле, вращающемся со скоростью n_1 , все происходит так, как если бы ротор был неподвижен, а потом Φ_m вращался относительно него со скоростью

$$n_2 = n_1 - n$$
. (9.4)

Следовательно, частота ЭДС, индуцируемой в обмотке ротора

$$f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{pn_1}{60} \frac{n_1 - n}{n_1} = f_1 s, \qquad (9.5)$$

где *s* — скольжение.

Обычно при номинальной нагрузке скольжение s = 0.07 - 0.08. Поэтому при f = 50 Гц $f_2 = (1,5-4)$ Гц.

В связи с изменением частоты ротора f_2 изменяются и все за висящие от нее величины — ЭДС E_2 , индуктивное сопротивление x_2 и ток I_2 .

Таким образом, ЭДС ротора

 $E_{2s} = 4,44f_{2}w_{2}k_{o62}\Phi_{m} = 4,44f_{1}sw_{2}k_{o62}\Phi_{m} = E_{2s},$ (9.6) т. е. ЭДС в роторе при его вращении равна ЭДС E_{2} при неполвижном роторе, умноженной на сколъжение. Причем ЭДС

$$E_2 = 4,44f_1 w_2 k_{062} \Phi_m. \tag{9.7}$$

Следовательно, индуктивное сопротивление вращающегося ротора

$$x_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma_2} = 2\pi f_1 s L_{\sigma_2} = x_2 s, \tag{9.8}$$

где x_2 — индуктивное сопротивление неподвижного ротора $(x_2 = 2\pi f_1 L_{\sigma^2});$

*L*_{*σ*²} — индуктивность ротора.

На основании уравнений трансформатора составим уравнения ЭДС асинхронного двигателя (для одной фазы)

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j \dot{I}_1 x_1; \qquad (9.9)$$

$$\dot{E}_{2s} = \dot{I}_2 r_2 + j \dot{I}_2 x_2, \qquad (9.10)$$

где r_1 и r_2 — активное сопротивление одной фазы обмотки статора и ротора соответственно.

Для того чтобы составить уравнение МДС асинхронното двигателя, необходимо доказать, что скорости вращения МЛС статора и ротора одинаковы в пространстве. Это значит, что они в пространстве относительно друг друга неподвижны и следовательно, создают вращающуюся результирующую МЛС F_m , которая и создает результирующий магнитный поток Φ_m (из теории трансформаторов известно, что величина результирующего магнитного потока практически не зависит от нагрузки).

Таким образом, скорость вращения МДС ротора *n*₂ относитольно неподвижной точки на роторе

$$n_2 = \frac{60f_2}{p} = \frac{60f_1s}{p} = n_1\frac{n_1 - n}{n_1} = n_1 - n,$$

пе *р* — число пар полюсов ротора, равное числу пар полюсов отвтора.

Сам же ротор вращается в пространстве со скоростью *n*. Потому скорость вращения МДС ротора относительно неподвижпой гочки на статоре

$$n_2 + n = n_1 - n + n = n_1$$
,

ге. МДС ротора вращается в пространстве всегда (т. е. независимо от режима работы) с той же скоростью, что и поле статора.

Таким образом,

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_m.$$
 (9.11)

Подставив сюда значения МДС, получим

$$m_1 w_1 k_{\rm o6_1} \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_{\rm o6_2} \dot{I}_2 = m_1 w_1 k_{\rm o6_1} \dot{I}_{mxx}, \qquad (9.12)$$

пас *m* — число фаз; I_{mxx} — намагничивающий ток или ток холостого хода асинхронного двигателя.

Необходимо отметить, что ток холостого хода в асинхронных понтателях составляет $I_{mxx} = (0,2-0,8) I_{1H}$ [в трансформаторах он составляет $I_{xx} = (0,02-0,1) I_{1H}$]. Значительно большая величина тока холостого хода в асинхронных двигателях при прочих равных условиях объясняется наличием воздушного зазора между статором и ротором.

9.4. Схема замещения асинхронного двигателя

В целом ряде случаев удобно иметь дело не с действительным асинхронным двигателем, представляющим собой систему двух (или в общем случае нескольких) электромагнитно связанных контуров, а с эквивалентной ей электрической системой, создаю для этой цели соответствующую схему замещения, аналогичную схеме замещения трансформатора.

Так как частота тока в роторе f_2 не равна частоте тока в статоре f_1 , а на схеме замещения электромагнитная связь между обмот ками заменяется электрической, то следует вращающийся ротор заменить эквивалентным неподвижным. Кроме того, необхоли мо сделать приведение обмотки ротора к обмотке статора.

Из уравнения равновесия ЭДС обмотки ротора (9.10) найлем выражение для тока I_2 и преобразуем его следующим образом:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{r_2 + jx_{2s}} = \frac{\dot{E}_2 s}{r_2 + jx_2 s} = \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s} + jx_2}.$$
(9.13)

В этом выражении ЭДС \vec{E}_2 соответствует ЭДС неподвижного ротора, для которого частота $f_2 = f_1$ (а индуктивное сопротивление ротора соответствует индуктивному сопротивлению неполевижного ротора x_2).

В обоих случаях сдвиг по фазе тока от ЭДС и его величина остаются неизменными. Действительно, в первом случае (при вращающемся роторе) $tg\psi_2 = x_2 s/r_2$, а во втором (при неподвижном роторе)



Рис. 9.5. Схема замещения асинхронного двигателя

$$\mathrm{tg}\psi_2 = \frac{x_2}{\frac{r_2}{s}} = \frac{x_2s}{r_2}.$$

Очевидно, что потребляемая двигателем мощность из сети при этом не изменяется.

Приведение обмотки ротора к обмотке статора производится но аналогии с трансформатором и поэтому не рассматривается (приводится ЭДС \dot{E}_2 , ток \dot{I}_2 , активное и ипдуктивное сопротивления r_2 и x_2). Все приведенные величины обозначаются со штрихами. Изобразим теперь полную схему замещения асинхронного двигателя (рис. 9.5).

На схеме замещения x_m — индуктивное сопротивление взаимоиндукции приведенных первичной и вторичной цепей, а r_m учитывает потери в стали.

9.5. Электромагнитный вращающий момент асинхронного двигателя

Электромагнитный вращающий момент M асинхронного пвигателя, как и машины постоянного тока, равен отношению электромагнитной активной мощности приведенной рогорной обмотки P_{3M} к угловой скорости вращения ω_1 , выракснной в геометрических радианах в секунду (в асинхронных пвигателях электромагнитная мощность передается со статора в ротор магнитным потоком, вращающимся с синхронной скоростью)

$$\omega_{1} = 2\pi \frac{n_{1}}{60} = 2\pi \frac{60f_{1}}{60p} = 2\pi \frac{f_{1}}{p}; \quad M = \frac{P_{\scriptscriptstyle 3M}}{\omega_{1}} = \frac{m_{1}E_{2}'I_{2}'\cos\psi_{2}}{2\pi \frac{f_{1}}{p}}, \quad (9.14)$$

пас m_1 — число фаз; ψ_2 — угол между ЭДС и током в роторе. Учипывая, что приведенная ЭДС обмотки ротора $E'_2 = 44, 4f_1w_1k_{ob1}\Phi_m$, получаем

$$M = \frac{4,44m_1f_1w_1k_{o\bar{0}_1}\Phi_mI_2'\cos\psi_2}{2\pi\frac{f_1}{p}} = C_MI_2'\Phi_m\cos\psi_2, \quad (9.15)$$

Сле $C_{\rm M} = \frac{m_{\rm I} p w_{\rm I} k_{\rm obl}}{\sqrt{2}}$ — постоянный коэффициент, зависящий от конструкции двигателя.

Из (9.15) следует, что электромагнитный вращающий момент асинхронного двигателя пропорционален потоку машины и акпивной составляющей тока обмотки ротора. Преобразуем (9.14), пыражая формулу через напряжение U₁ и параметры асинхронного двигателя.

Выразим $E'_2 \cos \varphi_2$ через ток I'_2 , активное сопротивление обмотки ротора r_2 и скольжение *s*. Для этого построим векторную лиаграмму для цепи ротора и из нее определим необходимые ве-

Глава 9. Трехфазные асинхронные двигате т

личины. Векторную диаграмму построим на основании уравшения ЭДС цепи ротора:

$$\dot{E}_{2}' = \dot{I}_{2}' \frac{r_{2}'}{s} + j \dot{I}_{2}' x_{2}'. \tag{9.16}$$

Векторная диаграмма изображена на рис. 9.6.

Порядок построения векторной диаграммы следующий. Вектор основного магнитного потока Φ_m проводим горизовтально. Электродвижущие силы $\dot{E}'_2 = I_1$ отстают от Φ_m на угол $\frac{\pi}{2}$. Ток \dot{I}'_2 отстает от \dot{E}'_2 на угол ψ_2 . Величина и фаза этого тока определяются сопротивлением цепи ро тора Z'_2 . Согласно (9.16) ЭДС \dot{E}'_2 падает на

активном $\frac{r_2}{s}$ и индуктивном x'_2 сопротивлениях ротора. Поэтому

имеем треугольник падения напряжения со сторонами

 $\dot{I}_{2}'\frac{r_{2}'}{s}$ и $j\dot{I}_{2}'x_{2}'$.

Из векторной диаграммы имеем

$$\dot{E}_2'\cos\psi_2 = \dot{I}_2'\frac{r_2'}{s}.$$
(9.17)

Подставляя (9.17) в (9.14), получаем

$$M = \frac{m_1(I_2')^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega_1}.$$
 (9.18)

Из схемы замещения асинхронного двигателя определим ток

$$\dot{I}_{2}' = \frac{U_{1}}{\sqrt{\left(r_{1} + \frac{r_{2}'}{s}\right)^{2} + \left(x_{1} + x_{2}'\right)^{2}}}.$$
(9.19)

Подставив (9.19) в (9.18), получим выражение электроманнитного вращающего момента асинхронного двигателя (в дальнейшем слово «электромагнитный» будем опускать)



Рис. 9.6. Векторная диаграмма асинхронного дви-

гателя для цепи ротора

$$M = \frac{m_{\rm l} U_{\rm l}^2 \frac{r_2'}{s}}{\omega_{\rm l} \left[\left(r_{\rm l} + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + \left(x_{\rm l} + x_2' \right)^2 \right]}.$$
 (9.20)

Согласно (9.20) вращающий момент асинхронного двигатеия при данном значении скольжения пропорционален квадрату напряжения \dot{U}_1 сети.

Зависимость момента M от скольжения (механическая характеристика). Формула (9.20) имеет весьма важное значение. Иссленуем, как зависит момент M от скольжения s. Будем считать, что исе величины, входящие в формулу, заданы: одни — конструкнией двигателя (m_1 , r'_2 , r_1 , x_1 и x'_2), а другие — условиями работы сети (U_1 и f_1).

При s = 1 находим выражение момента при неподвижном роторе

$$M_{\rm n} = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{\omega_1 \left[\left(r_1 + r_2' \right)^2 + \left(x_1 + x_2' \right)^2 \right]}.$$
 (9.21)

Этот момент называют начальным или пусковым (рис. 9.7). Для короткозамкнутых двигателей обычно

$$\frac{M_{\rm n}}{M_{\rm HOM}} = 0,9-1,4.$$

Если этого достаточно для преодоления статического моменна, то двигатель придет во вращение с некоторым ускорением и будет увеличивать скорость вращения до тех пор, пока его пращающий момент не станет равным тормозному, после этого процесс пуска заканчивается и двигатель продолжает работать при установившемся режиме.

С непрерывным увеличением скорости вращения скольжение *s* также непрерывно уменьшается от 1 до 0 (для теоретического исследования). Так как обычно $(r_1 + r'_2) < (x_1 + x'_2)$, то при уменьшении *s* в формуле (9.21) будут одновременно увеличиваться числитель и знаменатель. Сначала при больших *s* преобладающее значение имеет числитель, вследствие этого момент *M* растет, а затем при *s* = 0,12–0,2 преобладающее значение получает знаменатель. Это приводит к тому, что момент



Рис. 9.7. Механическая характеристика трехфазного асинхронного двигателя

М, достигнув максимального значения М_{тах}, начинает уменьшаться и при s = 0 (синхронный ход) станет равным нулю. В этом случае ротор неподвижен относительно поля статора, вследствие чего в обмоткс ротора ЭДС не индуцируется и ток не возникает (рис. 9.7).

Скольжение *s*_{кр} при максимальном моменте называют критическим, а его значение определяют из условия dM/ds = 0

$$s_{\rm kp} = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}.$$
 (9.22)

Обычно $r_1 \ll (x_1 + x_2)$ [r_1 составляет всего 10 - 12%O I $(x_1 + x_2) = x$]. Поэтому величиной r_1 можно пренебречь, тогда

$$s_{\kappa p} = \frac{r_2'}{(x_1 + x_2')} = \frac{r_2'}{x_{\kappa}}.$$
 (9.23)

Подставляя (9.23) в (9.21), находим приближенное значение максимального момента

$$M_{\max} = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1 [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}]}.$$
 (9.24)

Отношение максимального момента к номинальному называют перегрузочной способностью. Для короткозамкнутых двигателей обычно



Рис. 9.8. Механическая характеристика при различных значениях сопротивления цепи ротора

$$M_{\rm max}/M_{\rm HOM} = 1,8-2,5.$$

Анализируя выражение (9.24), видим, что величина максимального момента M_{max} не зависит от значения активного сопротивления г' ротора. Из (9.23) следует, что с возрастанием r'_{2} увеличивается критическое скольжение s_{кр}. При увеличении г' максимальный момент, сохраняя свою величину, смещается в сторо ну больших скольжений (рис. 9.8). Если $r_2' = x_{\rm K}$, то $s_{\rm KD} = 1$ (кривая 2 на рис. 9.8), с. е. максимум момента достигается в начальный момент пуска в кол двигателя. Это возможно для двигателей с фазным ротором, когда последовательно с обмоткой ротора включается активное сопротивление (см. рис. 9.2).

Двухфазные асинхронные двигатели выпускаются с повышенным активным сопротивлением обмотки ротора.

9.6. Пуск в ход асинхронных двигателей

Современные мощные электрические сети обычно допускают прямое включение короткозамкнутых двигателей (рис. 9.9, *a*). Пусковые свойства асинхронных двигателей характеризуют кратность начального пускового момента M_n/M_{HOM} и пускового тока I_n/I_{HOM} .



Рис. 9.9. Схемы пуска короткозамкнутых асинхронных двигателей: *а* — прямой; *б* — с переключением со звезды на треугольник

Для двигателей с короткозамкнутым ротором обычного исполнения

 $M_{\rm II}/M_{\rm HOM} = 0.9 - 1.4$ и $I_{\rm II}/I_{\rm HOM} = 5 - 7$.

К пусковым характеристикам двигателей предъявляют следующие требования. При пуске двигатель должен развивать достаточный пусковой момент, близкий к номинальному. Схема пуска юлжна быть простой. Число пусков двигателя является ограниченным и определяется условиями повторного включения. Обыч-

но двигатели нормального исполнения мощностью 3–10 кВт лопускают до 10 включений в час. Как правило, короткозамкнутые асинхронные двигатели запускаются прямым включением в сеть под полное напряжение. Если мощность двигателя соизмерима с мощностью сети и прямой пуск вызывает значительное понижсние напряжения в ней из-за большого пускового тока, то примсняется пуск с понижением напряжения.

Одним из методов понижения напряжения при пуске является метод переключения обмотки статора со звезды на треугольник (такой метод применяется в РЭС для запуска агрегата ВПЛ-30). При этом фазное напряжение обмотки становится в $\sqrt{3}$ раза меньше, чем при соединении в треугольник. Пусковой момент уменьшается пропорционально квадрату изменения папряжения, т. е. в $(\sqrt{3})^2 = 3$ раза. Пусковой ток в фазах обмотки уменьшается в $\sqrt{3}$, а в сети — в $(\sqrt{3})^2 = 3$. После того как двигатель начинает вращаться со скоростью, близкой к номинальной, обмотку статора рубильником (рис. 9.9, *б*) переключают в треугольник.

Необходимо отметить, что такой метод пуска возможен в том случае, когда напряжение сети U_c соответствует работе двигателя, включенного на треугольник, и когда начальный момент сопротивления вращению двигателя значительно меньше поминального (практически двигатель запускается вхолостую).

Пуск в ход двигателей с фазным ротором осуществляется с помощью пускового реостата (см. рис. 9.2). Так как такие двигатели применяются в мощном электроприводе, подробно этог метод пуска нами не рассматривается.

9.7. Регулирование скорости вращения трехфазных асинхронных двигателей

Трехфазные асинхронные двигатели обычно применяются для приводов, работающих при постоянной скорости вращения. Но иногда они применяются и для регулируемых электроприводов.

Скорость вращения ротора, как известно, определяется на выражения

$$n = n_1(1 - s).$$

Учитывая, что скорость вращения поля статора $n = (60f_1/p)$, имсем

$$n = (60f_1/p)(1-s).$$

Из этого выражения видно, что скорость вращения асинхронного двигателя можно регулировать изменением частоты f_1 , числом пар полюсов *p* или скольжением *s*.

Одним из распространенных методов регулирования скорости вращения, который нашел применение в РЛС, является метод изменения скорости вращения поля статора. Это осуществляется изменением числа пар полюсов.

Асинхронный двигатель, допускающий ступенчатое измененис скорости вращения переключением обмоток на различное число полюсов, называется многоскоростным. Наиболее широкое применение получили двухскоростные асинхронные двигатели. Двухскоростные двигатели выполняются обычно с одной обмоткой на статоре с переключением числа полюсов в отношении 1:2. Ротор этих двигателей обычно короткозамкнутый.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение и поясните принцип действия асинхронных двигателей.

2. Поясните устройство и назначение асинхронных двигателей.

3. Поясните с помощью математических выражений сущность физических явлений, происходящих в асинхронном двигателе при вращающемся роторе.

4. Составьте схему замещения асинхронного двигателя и обоснуйте ее практическую необходимость.

5. Получите математическое выражение для электромагнитного вращаюшего момента асинхронного двигателя.

6. Постройте векторную диаграмму токов и напряжений для электрической цепи ротора асинхронного двигателя.

 Постройте механическую характеристику асинхронного двигателя и объясните ее физическую сущность.

8. Запишите математическое условие для начального пускового момента.

9. При каких условиях асинхронный двигатель начинает работать в установившемся режиме.

10. Поясните физическую сущность критического скольжения *s*кр.

11. Какие физические процессы происходят в асинхронном двигателе при скольжении s = 0 и s = 1?

12. Перечислите требования к пусковым характеристикам асинхронного понтателя.

13. Назовите методы регулирования скорости вращения трехфазных асинуронных двигателей.

Глава 10 ОДНОФАЗНЫЕ И ДВУХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

10.1. Однофазные двигатели

Питание однофазных двигателей осуществляется от однофазной сети переменного тока. Поэтому, как известно, на статоре они имеют однофазную рабочую обмотку. Там же размещается и вспомогательная пусковая обмотка, которая подключается к сети только на время пуска двигателя.

Однофазный асинхронный двигатель может быть получен из трехфазного, если одну фазу отсоединить от сети, а две ос тавшиеся соединить либо последовательно, либо параллельно. При этом мощность двигателя уменьшается на 30–40%. Рас смотрим работу однофазного двигателя при отключенной пусковой обмотке.



Рис. 10.1. Схема включения однофазного асинхронного двигателя

При подключении двигателя к сети однофавного тока (рис. 10.1) статорная обмотка создает пульсирующее магнитное поле с амплитудой Φ_m . Этот поток может быть разложен на два вращающихся в противоположные стороны потока Φ_A и Φ_B с постоянной амплитудой, каждый из которых равен $\Phi_m/2$ (рис. 10.2) и вращается со скоростью $n_1 = (60f_1)/p$. Индуцируемые в обмотке ротора двумя вращающимися полями статора токи создают равные и взаимно противоположные вращающие моменты. Вследствие

этого результирующий вращающий момент равен нулю, и двигатель не может тронуться с места даже при отсутствии тормозного момента на валу.

Если привести ротор двигателя в движение в какую-либо сторону, например по часовой стрелке, то он будет вращаться и развивать вращающий момент. То поле, которое вращается в одном направлении с ротором, называется прямым, другое обратным.



Рис. 10.2. Разложение пульсирующего магнитного потока на два вращающихся

Прямое поле Φ_A индуцирует в обмотке ротора ЭДС E_{2sA} , под асйствием которой протекает ток, имеющий частоту

$$f_{2A} = f_1 s_A , \qquad (10.1)$$

гле s_{Λ} — скольжение ротора относительно прямого поля Φ_{Λ} , определяемое из выражения

$$s_{\rm A} = \frac{n_{\rm l} - n}{n_{\rm l}} = 0,02 - 0,08.$$
 (10.2)

Следовательно, при частоте сети $f_1 = 50$ Гц частота тока в роторе от прямого поля составляет $f_{2A} = (1-4)$ Гц.

По отношению к обратному полю $\Phi_{\rm B}$ ротор будет иметь относительную скорость, равную сумме скоростей поля и ротора. Поэтому поле $\Phi_{\rm B}$ индуцирует в обмотке ротора ЭДС $E_{\rm 2sB}$, под лействием которой протекает ток, имеющий частоту

$$f_{2B} = f_{1}s_{B} , \qquad (10.3)$$

гле $s_{\rm B}$ — скольжение ротора относительно обратного поля $\Phi_{\rm B}$, определяемое из выражения

$$s_{\rm B} = \frac{n_{\rm l} + n}{n_{\rm l}},\tag{10.4}$$

и обычно составляет 1,98–1,92. Следовательно, частота тока в роторе от обратного поля

$$f_{2B} = 98 - 92$$
 Гц.

Индуктивное сопротивление обмотки ротора от прямого ноля мало, а от обратного во много раз больше его активного. Ток ротора I_{2A} от прямого поля почти совпадает по фазе с ЭДС E_{2AA} ($\cos \varphi_2 \approx 0.8$), в то же время от обратного поля он является ночти реактивным ($\cos \varphi_2 \approx 0.1$).

Глава 10 ОДНОФАЗНЫЕ И ДВУХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

10.1. Однофазные двигатели

Питание однофазных двигателей осуществляется от однофанной сети переменного тока. Поэтому, как известно, на статоре они имеют однофазную рабочую обмотку. Там же размещается и вспомогательная пусковая обмотка, которая подключается в сети только на время пуска двигателя.

Однофазный асинхронный двигатель может быть получен из трехфазного, если одну фазу отсоединить от сети, а две оставшиеся соединить либо последовательно, либо параллельно. При этом мощность двигателя уменьшается на 30–40%. Рассмотрим работу однофазного двигателя при отключенной пусковой обмотке.



Рис. 10.1. Схема включения однофазного асинхронного двигателя

При подключении двигателя к сети однофавного тока (рис. 10.1) статорная обмотка создает пульсирующее магнитное поле с амплитудой Φ_m . Этот поток может быть разложен на два вращающихся в противоположные стороны потока Φ_A и Φ_B с постоянной амплитудой, каждый из которых равен $\Phi_m/2$ (рис. 10.2) и врашается со скоростью $n_1 = (60f_1)/p$. Индуцируемые в обмотке ротора двумя вращающимися полями статора токи создают равные и взаимно противоположные вращающие моменты. Вследствие

этого результирующий вращающий момент равен нулю, и двигатель не может тронуться с места даже при отсутствии тормозного момента на валу.

Если привести ротор двигателя в движение в какую-либо сторону, например по часовой стрелке, то он будет вращаться и развивать вращающий момент. То поле, которое вращается в одном направлении с ротором, называется прямым, другое обратным.



Рис. 10.2. Разложение пульсирующего магнитного потока на два врашающихся

Прямое поле Φ_A индуцирует в обмотке ротора ЭДС E_{2sA} , под зсйствием которой протекает ток, имеющий частоту

$$f_{2A} = f_1 s_A , \qquad (10.1)$$

гле s_A — скольжение ротора относительно прямого поля Φ_A , определяемое из выражения

$$s_{\rm A} = \frac{n_{\rm l} - n}{n_{\rm l}} = 0,02 - 0,08.$$
 (10.2)

Следовательно, при частоте сети $f_1 = 50$ Гц частота тока в роторе от прямого поля составляет $f_{2A} = (1-4)$ Гц.

По отношению к обратному полю $\Phi_{\rm B}$ ротор будет иметь относительную скорость, равную сумме скоростей поля и ротора. Поэтому поле $\Phi_{\rm B}$ индуцирует в обмотке ротора ЭДС $E_{\rm 2sB}$, под асйствием которой протекает ток, имеющий частоту

$$f_{2B} = f_1 s_B , \qquad (10.3)$$

гле $s_{\rm B}$ — скольжение ротора относительно обратного поля $\Phi_{\rm B}$, определяемое из выражения

$$s_{\rm B} = \frac{n_{\rm l} + n}{n_{\rm l}},\tag{10.4}$$

и обычно составляет 1,98–1,92. Следовательно, частота тока в роторе от обратного поля

$$f_{2B} = 98 - 92$$
 Гц.

Индуктивное сопротивление обмотки ротора от прямого ноля мало, а от обратного во много раз больше его активного. Гок ротора I_{2A} от прямого поля почти совпадает по фазе с ЭДС I_{2A} (соs $\varphi_2 \approx 0.8$), в то же время от обратного поля он является почти реактивным (соs $\varphi_2 \approx 0.1$). Таким образом, момент, созданный прямым полем и направиленный в сторону вращения ротора, согласно (9.15) будет положительным ($M_A = C_M I_{2A} \Phi_m \cos \varphi_2$), а момент, созданный обратным полем, — тормозным ($M_B = C_M I_{2B} \Phi_m \cos \varphi_2$).

Кривая изменения момента M_A в функции скольжения имест такой же характер, как и в трехфазном асинхронном двигателе Момент M_B с увеличением скольжения (увеличением часто ты f_{2B}) будет уменьшаться.

Результирующий момент

$$M = M_{\rm A} + M_{\rm B} \tag{10.5}$$

и изображен на рис. 10.3.



Рис. 10.3. Характеристика моментов однофазного двигателя

Как следует из физических соображений, при s = 1 пусковой момент $M_n = 0$, и двигатель не может самостоятельно прийти во вращение при наличии на статоре только одной однофазной обмотки. Если бы привести ротор двигателя во вращение в сторону, противоположную первоначальной, то моменты M_A и M_B поменялись бы местами, т. е. M_B стал бы положительным, а M_A — отрицательным. Этому случаю соответствует левая часть рис. 10.3. Как следует из рисунка, направление вращения однофазного двигателя определяется направление, в котором ротор начал вращение.

Итак, двигатель с одной обмоткой на статоре при непосредственном включении в сеть имеет $M_n \approx 0$. Поэтому двигатель должен быть с добавочными приспособлениями для пуска, которые давали бы ему возможность запускаться не только вхолостую, но и при нагрузке.

Для создания пускового момента на статоре однофазного двивитсля помещают дополнительную пусковую обмотку, которую

располагают под углом 90° к основной. При лиите по фазе тока дополнительной обмотни по отношению к току основной создается пращающееся магнитное поле (в большинстве отпиптическое) и возникает пусковой момент побразование вращающегося магнитного поля писано ниже). Обычно основная обмотка А грис. 10.4) непосредственно подсоединяется к сети. Пусковая (дополнительная) обмотка в присоединяется к сети через емкость, кото-



Рис. 10.4. Схема однофазного конденсаторного двигателя

рая сдвигает токи в обмотках на 90°. Однофазные двигатели, у которых в цепь обмотки статора включена емкость, называются конденсаторными. Конденсаторные двигатели мощностью до 1000 Вт выполняются с пусковой емкостью, с пусковой и рабочей или только с постоянно включенной рабочей емкостью.

Кроме однофазных конденсаторных двигателей, существуют плигатели с короткозамкнутыми витками на явновыраженных полюсах. Эти двигатели отличаются простотой конструкции. Статорная обмотка выполняется в виде катушек, надевающихся на неподвижные полюсы. На каждом полюсе имеется паз, деплиций полюсный наконечник на две неравные части. Меньшая часть полюсного наконечника экранируется короткозамкнутым питком. Магнитный поток в экранированной области полюса отстает по фазе от основного, в результате этого создается враплающееся эллиптическое магнитное поле.

Двигатели с экранированным полюсом могут долго находиться под напряжением при заторможенном роторе и не бояться частых пусков и внезапных остановов. Обычно такие двигатели выполняются мощностью P = 0,5-30 Вт и применяются в тех случаях, когда пусковой момент не превышает (0,2–0,6) номипального (вентиляторы, проигрыватели и т. п.).

10.2. Двухфазные асинхронные двигатели

В качестве исполнительных асинхронных двигателей в системах автоматики, в частности в РЛС и АСУ, нашли широкое применение двухфазные асинхронные двигатели. Эти двигатели предназначены для преобразования электрических сигналов в заданный поворот или вращение вала. Наибольшее распространение получили двигатели малой мощности — от долей ватта то 100 Вт. Исполнительный двигатель приходит во вращение при подаче сигнала с задающего устройства (сельсина-трансформатора через усилитель), а при снятии его должен сразу останавливаться без применения тормозящих устройств. Такой двигатель почти ще работает в номинальном режиме, для него характерны постоящное изменение скорости, частые пуски, реверсы и остановы.

К исполнительным двигателям предъявляются следующие основные требования: устойчивость работы, линейность регу лировочных и механических характеристик, малая мощность регулирования, большой пусковой момент, отсутствие самохота (двигатели должны сразу останавливаться после снятия сигната управления), изменение в широких пределах скорости враще ния, быстродействие, надежность, малый вес и габариты. Всем этим требованиям в значительной степени отвечают двухфаз ные асинхронные двигатели. Кроме того, основным их достоинством является простота конструкции и надежность в работе

Двухфазные асинхронные двигатели имеют на статоре лис отдельные обмотки (возбуждения и управления), сдвинутыс и пространстве под углом 90° и создающие два взаимно перпендикулярных магнитных потока. Ротор машины имеет либо короткозамкнутую обмотку, либо на нем отсутствуют обмотки [полыт ротор (см. рис. 9.4)].

Одна из обмоток постоянно присоединена к напряжению сети и называется обмоткой возбуждения OB (рис. 10.5). На другую обмотку подается сигнал управления, величина или фаза которого определяет скорость вращения двигателя. Ее называют обмоткой управления (OУ).

Если амплитуды питающих напряжений равны и сдвинуты



Рис. 10.5. Схема включения двухфазного асинхронного двигателя

по фазе на 90°, то результирующий поток, созданный токами, текущими по обсим статорным обмоткам, имеет постоянную величину и вращается вокруг оси ротора со скоростью, определяемой частотой то ков статора и числом пар полюсов.

Рассмотрим принцип образования вращающегося магнитного поля в двухфазном асинхронном двигателе (или в однофазном конденсаторном). 10.2. Двухфазные асинхронные двигатели 249

Если принять, что насыщение в магнитной системе отсутспуст, то переменные напряжения $\sim u_{\rm B}$ и $\sim u_{\rm y}$ создадут пропорциональные им пульсирующие магнитные потоки с мгновенными шачениями, равными:

$$\sim \Phi_{\rm B} = \Phi_{\rm Bm} \sin \omega t; \qquad (10.6)$$

$$\sim \Phi_{\rm y} = \Phi_{\rm y\,m} \cos\omega t. \tag{10.7}$$

Эти потоки сдвинуты в пространстве и по фазе на 90° (рнс. 10.6). Результирующий поток может быть получен в виде теометрической суммы составляющих потоков.

По условию $\Phi_{Bm} = \Phi_{ym} = \Phi_0$, то величина результирующего потока

$$\Phi = \sqrt{\Phi_{\rm B}^2 + \Phi_{\rm y}^2} = \sqrt{\Phi_0^2 \sin^2 \omega t + \Phi_0^2 \cos^2 \omega t} = \Phi_0, \qquad (10.8)$$

1. е. постоянная по величине для любого момента времени.

Мгновенное угловое положение вектора результирующего магнитного потока Ф найдем из выражения

$$tg\alpha = \frac{\sim \Phi_{_{B}}}{\sim \Phi_{_{y}}} = \frac{\Phi_{_{0}}\sin\omega t}{\Phi_{_{0}}\cos\omega t} = tg\omega t,$$
 (10.9)

the $\alpha = \omega t$.

Вектор результирующего магнитного потока вращается с синхронной скоростью $\omega = 2\pi n_1/60 = 2\pi f_1/p$, а конец его описынает окружность радиусом Φ_0 . Такое поле называется круговым вращающимся полем. Вращающееся магнитное поле статора, пересекая обмотку ротора (или тело полого ротора), наводит в пей ЭДС, а следовательно, и ток I_2 . Взаимодействие тока ротора с магнитным полем статора создает вращающий момент, приводящий во вращение ротор. Скорость вращения ротора *n*

устанавливается меньше скорости поля статора n_1 и такой величины, которая соответствует равенству тормозящего и пращающего моментов.

Если изменить фазу одного из напряжений, например $\sim u_y$, на 180°, то фаза $\sim \Phi_y$ также изменится на 180° (рис. 10.6). Вектор результирующего магнитного потока будет вращаться при этом в другую сторону. Следовательно,



Рис. 10.6. Принцип образования вращающегося магнитного поля в двухфазном асинхронном двигателе
изменение направления вращения двигателя легко осуществоя ется изменением фазы одного из напряжений. Это достигается практически переменой местами концов одной из обмоток.

Если уменьшить по амплитуде напряжение управления u_{0} (или изменить его фазу), то конец вектора Φ результирующего магнитного потока уже будет описывать эллипс. В этом случае результирующее магнитное поле Φ при вращении не остается постоянным, а изменяется по величине. Становится перемешной и мгновенная скорость вращения вектора Φ в пределах обо рота при неизменной средней.

Эллиптическое поле создает меньший вращающий момени, чем круговое. Его можно представить как сумму двух неравных по величине круговых полей, вращающихся с синхронной скоростью n_1 (ω_1) в разные стороны (рис. 10.7). Круговое поле Φ_1 , вращающееся в одном направлении с эллиптическим, называют прямым; второе поле Φ_2 — обратным.



Рис. 10.7. Эллиптическое поле и его составляющие

Прямое поле создает вращающий момент двигателя, а обратное — тормозящий. С увеличением степени отклонения эллиптического поля от кругового обратная составляющая растет и увеличивается тормозной момент. Уменьшение результирующего вращающего момента при неизменном моменте нагрузки приводит к уменьшению скорости вращения ротора двигателя.

Когда напряжение управления равно нулю (~*u_y* =0), поле становится пульсирующим, т. е. имеет место равенство прямого и обратного полей, и двигатель должен остановиться. Но, как известно, однофазный двигатель после сообщения ему некоторой скорости вращения может работать и на пуль сирующем поле. Поэтому обычный конденсаторный двига нав после снятия напряжения с обмотки управления продолкаст работать, что недопустимо для двухфазных асинхронных пинателей. Это явление называется самоходом. Двигатели, имсющие самоход, непригодны для САУ, так как в этом случае они становятся неуправляемыми. С целью устранения мохода двухфазные асинхронные двигатели выполняются повышенным активным сопротивлением обмотки ротора. Увеличение активного сопротивления ротора, как известно, мещает максимум механической характеристики M = f(s) в горону меньших скоростей (больших скольжений), в резульнате этого результирующий момент двигателя в однофазном режиме (при $\sim u_y = 0$), являющийся суммой моментов от прямого и обратного полей, уменьшается, а в случае, когда крипическое скольжение равно или больше единицы, становится каже отрицательным.

На рис. 10.8 показаны зависимости M = f(s) или механичесне характеристики трех двигателей с различными активными сопротивлениями ротора в однофазном режиме (при $\sim u_y = 0$). Характеристики на рис. 10.8, *а* принадлежат двигателю с малым сопротивлением ротора ($s_{\rm kp} = 0,2$); на рис. 10.8, δ — двигателю несколько увеличенным сопротивлением ротора ($s_{\rm kp} = 0,6$); на рис. 10.8, ϵ — двигателю с большим сопротивлением ротора ($s_{\rm kp} = 1$). Результирующий момент третьего двигателя с повыпенным активным сопротивлением ротора — отрицательный пормозной). Это значит, что ротор двигателя при снятии напряссния управления будет быстро останавливаться.



Рис. 10.8. Зависимость вращающих моментов от скольжения при различных значениях критического скольжения:

 $a - s_{\kappa p} = 0,2; \delta - s_{\kappa p} = 0,6; s - s_{\kappa p} = 1$

С целью устранения самохода в реальных двухфазных асти хронных двигателях активное сопротивление ротора выбирается с таким расчетом, чтобы критическое скольжение было равно 3–4

Статические характеристики двухфазных асинхронных двигателей. К статическим характеристикам двухфазных асинхронных двигателей относятся механические и регулировочные характеристики, которые могут быть сняты при амплитудном, фазовом и амплитудно-фазовом управлении. При амплитудном управлении на обмотку возбуждения подается номинальное напряжение На обмотку управления подается сигнал — напряжение управления, сдвинутое по фазе относительно напряжения возбуждении на угол 90°. Регулирование скоростью вращения ротора осуществляется изменением амплитуды напряжения управления при неизменной его фазе.

При равенстве подведенных напряжений управления и воп буждения ($U_y = U_B$) в двигателе имеет место круговое вращающееся поле и эффективный коэффициент сигнала

$$\alpha_{\rm c} = k_{\rm rp} \alpha = 1, \qquad (10.10)$$

где $k_{\rm rp} = \frac{w_{\rm B} k_{\rm of B}}{w_{\rm y} k_{\rm of B}}$ — коэффициент трансформации обмоток во н

буждения и управления;

 $\alpha = \frac{U_y}{U_B}$ — коэффициент сигнала при амплитудном управлении

С изменением напряжения управления эффективный козф фициент сигнала становится отличным от единицы, а поле эт липтическим. При $\alpha_c = 0$, т. е. при снятом сигнале управления, поле становится пульсирующим.

При фазовом регулировании на обмотку возбуждения полатется постоянное по амплитуде напряжение (номинальное), по обмотку управления — также номинальное, но переменнос по фазе относительно напряжения возбуждения.

Регулирование скоростью вращения ротора осуществляется изменением фазы напряжения управления (угла сдвила по фазе β между напряжениями возбуждения и управления), За коэффициент сигнала принимается sin β . При sin β вращающееся магнитное поле будет круговым. При коэффициентах сигнала $0 \le \sin \beta \le 1$ поле — эллиптическое, а при sin $\beta = 0$ — пульсирующее.

При амплитудно-фазовом управлении с конденсатором в нени возбуждения (рис. 10.9, *a*) обмотку управления подключают к сети переменного тока через регулятор напряжения (потенциометр), напряжение управления U_y совпадает по фазе с напряжением сети U_1 . Сдвиг по фазе тока, а следовагельно, и напряжения на обмотке возбуждения по отношению к обмотке управления осуществляется конденсатором, включенным последовательно с обмоткой возбуждения. Управление двигателем осуществляется за счет изменения величины напряжения,



Рим. 10.9. Схема амплитудно-фазового управления с конденсатором в цепи возбуждения

Причем, несмотря на то, что фаза напряжения управления не изменяется (совпадает с фазой напряжения сети), при изменении напряжения управления наблюдается одновременное именение как величины, так и фазы напряжения возбуждения U_{-} Такое же явление происходит и при изменении скорости пращения ротора за счет изменения момента нагрузки при потоянном напряжении управления. Это объясняется тем, что напряжение U_{-} равно геометрической разности напряжений U_{+} п U_{c} (рис. 10.9, δ)

$$\dot{U}_{\rm B} = \dot{U}_1 - \dot{U}_C, \tag{10.11}$$

пе U_1 — напряжение сети; U_C — напряжение на конденсаторе. При изменении напряжения управления или скорости вра-

При изменении напряжения управления или скорости врашения ротора напряжение на конденсаторе U_c меняется вследспше изменения тока в цепи возбуждения, который является функцией скольжения и коэффициента сигнала (изменяется ток ротора)

$$\dot{U}_{c} = -j\dot{I}_{B}x_{c}.$$
 (10.12)

Следовательно, меняется по величине и фаза напряжения на обмотке возбуждения.

Поскольку круговое поле существует в двигателе только при соблюдении условия $U_{\rm B} = jU_{\rm y}$, то при заданном значении емкости конденсатора в цепи возбуждения круговое поле воз можно только при строго определенном коэффициенте сигназа $\alpha_0 = U_{\rm y0}/U_{\rm I}$ и определенном значении скольжения *s*.

Обычно величины емкости и коэффициента сигнала выби рают так, чтобы обеспечить круговое поле при пуске двигателя При другом напряжении управления и иных режимах работы поле двигателя уже не будет круговым.

Рассмотренный амплитудно-фазовый метод управления, как наиболее простой и эффективный, получил наибольшее распространение в САУ РЭС.

Типичный вид механических [$\omega = f(M)$ при $\alpha_0 = \text{const}$] и регулировочных [$\omega = f(U_y)$ при M = const] характеристик при амплитудно-фазовом управлении показан на рис. 10.10 и 10.11



Рис. 10.10. Механические характеристики двухфазного асинхронного двигателя при амплитудно-фазовом управлении



Рис. 10.11. Регулировочные характеристики двухфазного асинхронного двигателя при амплитудно-фазовом управлении

Характеристики нелинейны, что является недостатком асши хронных исполнительных двигателей. Наибольшую линейности и крутизну регулировочные характеристики имеют в своей начальной части. Поэтому для обеспечения линейности регулирования двигатель должен работать при малых относительных скоростях. Уменьшение относительных скоростей наиболее эфективно достигается повышением рабочей частоты напряжения питания, так как при этом пропорционально повышается синхронная скорость.

Динамические свойства двухфазного асинхронного двигатеот описываются уравнениями, аналогичными уравнениям для исполнительного двигателя постоянного тока.

10.3. Динамические характеристики двухфазного исполнительного асинхронного двигателя

Как указывалось в [43], механические и регулировочные практеристики двухфазных исполнительных двигателей при имплитудном, фазовом и амплитудно-фазовом управлении близки между собой. Это позволяет рекомендовать единую метолику определения вида и параметров передаточной функции иля всех способов управления. Рассмотрим эту методику применительно к амплитудному управлению, как наиболее распространенному.

Предположим, что имеются механическая и регулировочная характеристики двигателя при таком способе управления (рис. 10.12). Для учета влияния параметров усилителя на свойства привода целесообразно использовать характеристики, полученные экспериментальным или расчетным путем для двигателя с выходным каскадом усилителя, питающего обмотку управления.

Полагая $M_c = 0$ (при его учете необходимо использовать уравнения в отклонениях), запишем исходные уравнения в виде:

$$Jp\omega = M; \tag{10.13}$$

$$M = M_{\rm m} - k_{\rm \omega}\omega; \qquad (10.14)$$

$$M = k_U U_{\rm y} \,, \tag{10.15}$$

гле $k_{\omega} = \operatorname{tg} \gamma_1$ (рис. 10.12, *a*).

Зависимость (10.15) считают линейной (рис. 10.12, δ), поэтому кожфициент управления по напряжению k_U легко определить из (10.15), подставив номинальные значения пускового момента и управляющего напряжения

$$k_U = \text{tg}\,\alpha = M_{\Pi \text{ HOM}} / U_{\text{y HOM}}.$$
 (10.16)

Основные технические данные некоторых серий маломощных асинхронных двигателей приведены в табл. 10.1 — 10.5. Следовательно, меняется по величине и фаза напряжения на обмотке возбуждения.

Поскольку круговое поле существует в двигателе только при соблюдении условия $U_{\rm B} = jU_{\rm y}$, то при заданном значении емкости конденсатора в цепи возбуждения круговое поле возможно только при строго определенном коэффициенте сигнала $\alpha_0 = U_{\rm y0}/U_1$ и определенном значении скольжения *s*.

Обычно величины емкости и коэффициента сигнала выбирают так, чтобы обеспечить круговое поле при пуске двигателя. При другом напряжении управления и иных режимах работы поле двигателя уже не будет круговым.

Рассмотренный амплитудно-фазовый метод управления, как наиболее простой и эффективный, получил наибольшее распространение в САУ РЭС.

Типичный вид механических [$\omega = f(M)$ при $\alpha_0 = \text{const}$] и ре гулировочных [$\omega = f(U_y)$ при M = const] характеристик при амплитудно-фазовом управлении показан на рис. 10.10 и 10.11



Рис. 10.10. Механические характеристики двухфазного асинхронного двигателя при амплитудно-фазовом управлении



Рис. 10.11. Регулировочные характеристики двухфазного асинхронного двигателя при амплитудно-фазовом управлении

Характеристики нелинейны, что является недостатком асшихронных исполнительных двигателей. Наибольшую линейность и крутизну регулировочные характеристики имеют в своей на чальной части. Поэтому для обеспечения линейности регулирования двигатель должен работать при малых относительных скоростях. Уменьшение относительных скоростей наиболее эффективно достигается повышением рабочей частоты напряжения питания, так как при этом пропорционально повышается синхронная скорость.

Динамические свойства двухфазного асинхронного двигателя описываются уравнениями, аналогичными уравнениям для исполнительного двигателя постоянного тока.

10.3. Динамические характеристики двухфазного исполнительного асинхронного двигателя

Как указывалось в [43], механические и регулировочные марактеристики двухфазных исполнительных двигателей при амплитудном, фазовом и амплитудно-фазовом управлении близки между собой. Это позволяет рекомендовать единую мегодику определения вида и параметров передаточной функции изя всех способов управления. Рассмотрим эту методику применительно к амплитудному управлению, как наиболее распространенному.

Предположим, что имеются механическая и регулировочная характеристики двигателя при таком способе управления (рис. 10.12). Для учета влияния параметров усилителя на свойства привода целесообразно использовать характеристики, полученные экспериментальным или расчетным путем для двигателя с пыходным каскадом усилителя, питающего обмотку управления.

Полагая $M_c = 0$ (при его учете необходимо использовать урависния в отклонениях), запишем исходные уравнения в виде:

$$Jp\omega = M; \tag{10.13}$$

$$M = M_{\rm n} - k_{\rm \omega}\omega; \qquad (10.14)$$

$$M = k_U U_{\rm v}, \qquad (10.15)$$

не $k_{\omega} = \operatorname{tg} \gamma_1$ (рис. 10.12, *a*).

Зависимость (10.15) считают линейной (рис. 10.12, δ), поэтому ко кффициент управления по напряжению k_U легко определить из (10.15), подставив номинальные значения пускового момента и управляющего напряжения

$$k_U = \operatorname{tg} \alpha = M_{\Pi \text{ HOM}} / U_{\text{y HOM}}.$$
 (10.16)

Основные технические данные некоторых серий маломощных асинхронных двигателей приведены в табл. 10.1 — 10.5.

	щность, Вт	Номі ное і же обмо	иналь- напря- ение эток, В	Пот ляем обм	греб- ый ток юток, А	бмотки Ф	стота, Гц		мент, Н.см	стота Н	BH O
Тип двигателя	Номинальная мо	возбуждения	управления	возбуждения	управления	Емкость в цепи о возбуждения, мк	Номинальная ча	Пусковой момент Н.см	Номинальный мо	Номинальная час вращения, об/ми	Электромеханич постоянная врем
ДКМ-0,16-12	0,16	36	36	0,18	0,20	1,3	400	0,084	0,048	4000	0,015
ДКМ-0,4-12	0,4	36	36	0,2	0,20	1,2	400	0,18	0,096	5000	0,02
ДКМ-1-2	1,0	115	36	0,16	0,25	0,2	400	0,54	0,24	5000	0,025
ДКМ-2,5-12	2,5	115	36	0,25	0,45	0,3	400	1,08	0,54	5500	0,03
ДКМ-6-12	6,0	115	36	0,35	0,55	0,5	400	1,92	1,27	5500	0,05
ДКМ-16-12	16	115	80	0,85	0,75	1,4	400	5,05	3,42	5500	0,0%
ДКМ-25-12	25	115	80	0,65	0,60	1,2	400	6,0	4,8	6100	0,10
ДКМ-40-12	40	115	80	1,2	0,85	2,0	400	7,2	6,0	8000	0,15

Таблица 10.1. Основные технические данные двухфазных асинхронных двигато лей серии ДКМ (малоинерционные)

Механическая характеристика большей частью нелинсії ная, поэтому осуществляют ее линеаризацию. Если установившийся режим — вращение двигателя с частотой, близкой к номинальной, то правильнее провести линеаризацию с помощью касательной в точке C (рис. 10.12, a). Если частота вращения изменяется в широких пределах, то линеаризацию осуществляют либо с помощью касательной AB и AD, либо с помощью секущих AC и AD.



Рис. 10.12. Линеаризация характеристик двухфазного исполнительного двигателя *а* — механической; *б* — регулировочной

Линеаризацию с помощью секущей *AD* применяют редко, пак как она хотя и охватывает весь диапазон изменения угловой скорости от нуля до холостого хода, но дает слишком заниженпые значения параметров передаточной функции.

Чаще используют линеаризацию с помощью касательной *IB*, соответствующей работе двигателя в следящей системе, где часты реверс и пуск. Однако для определения параметров необходимо располагать механической характеристикой, заданной рафически. Рекомендуют осуществлять линеаризацию секупсй *AC*, которая дает промежуточные значения параметров, очизкие к номинальному режиму работы. В данном случае параметры передаточной функции определяют без учета заданной рафически механической характеристики, только по паспортным данным двигателя и выражению $k_{\omega} = (M_{п \text{ ном}} - M_{ном})/(\omega_{n \text{ ном}} =$ $<math>30(M_{n \text{ ном}} - M_{ном})/(\pi n_{ном})$, где $M_{п \text{ пом}}, M_{ном}, n_{ном}$ — пусковой момент, номинальный момент и номинальная частота вращения при номинальном напряжении управления. Подставив (10.15) и (10.14) в (10.13), получим уравнение электромеханического переходного процесса в изображениях

$$Jp\omega(p) = k_U U(p) - k_\omega \omega(p); Jp\omega(p) + k_\omega \omega(p) = k_U U(p); [(J/k_\omega)p + 1]\omega(p) = (k_U/k_\omega) U(p).$$
(10.17)

Обозначив $k_{\rm дв} = k_U / k_{\omega}; T_{\rm M} = J/k_{\omega}$, определим передаточную функцию двигателя

$$K_{\rm AB}(p) = \omega(p)/U_{\rm y}(p) = k_{\rm AB}/(T_{\rm M}p+1), \qquad (10.18)$$

которая, будучи выведенной без учета электрических переходных процессов, относится к любому из способов управления лиухфазным двигателем, если можно считать в динамике спраледливыми соотношения, полученные для установившихся режимов в виде механической и регулировочной характерисник. Различие состоит лишь в определении коэффициента $k_{\rm дв}$, который, например, для фазового управления $k_{\rm дв} = k_{\beta}/k_{\omega}$, где $k_{\rm p} = dM_{\rm n}/d\beta$ — коэффициент управления по фазе.

	⁵ можнт, кт-см ²	0,312	1	0,314	0,314	0,67	0,67	0,746	1,57	1,18	1,93	5.1	T-T		
	мэ.Н. трения, Н.см	моМ	0,33	0,33	0,33	0,33	0,08	0,12	0,12	0,13	0,1	0,2	0.22	0 44	
Ę	мо.эинэлалтодлоо зоналтяА			I	1	I	38	10	28	21	3	=	13	LO .	1
и серии /	атэонµлоя кеналенимоН ТВ ,виналаедпу	ения	9	80	6	12	26	38	42	25	55	68	35	9_	
оторол	Ток управления при пуске, А	управл	0,22		1	I	0,6	0,42	0,56	0,75	1,7	0,92	1.15	1 25	
nbim po	-элавдпу хот йілнальнимоН А , ямн	бмотка	0,15	0,18	0,18	0,22	0,58	0,37	0,51	0,65	1,2	0,65	0.73	60	
C IIO	8 ,кинстодт эмнэжгдльН	ö	1,5	1	1	1	2,0	3,0	3,0	1,5	3,0	3,0	3,0	3.0	1
гелей	В ,эинэжгдльное напряжение, В		35	110	120	110	125	165	270	120	120	240	160	240	1
двигат	мО ,эннэлантоqпоэ эонаитхА	евая)	1	1	I	1	190	49	3,5	36	11,5	1,22	17	24	
ХІЧНН	Емкость в цепи, мкФ	газ) виі	0,30	0,25	0,3	0,5	2,5	1,38	3,9	6,5	6,6	6,6	11,0	14 4	
асинхро	атэониом кеналенимоН т8 тянуяджудсов	збужден	28	28	16	26	23	38	42	45	53	65	88	105	
зных а	А "хот піанальнимоН	OTKA BO	0,36	0,3	0,18	0,27	0,23	0,78	1,38	0,6	0,55	2,0	0,88	36	
/хфа	8 "эинэжгдльн зональнимоН	06M	120	110	110	110	110	52	35	110	110	36	110	36	
le AB	ковой момент, Н.см	IJÀCI	0,55	1,0	1,4	1,7	9,0	5,9	6,55	17	7,0	8,5	35	12	
е даннь	инальный вращающий іент, Н-см	моН мом	0,4	0,6	1,0	1,45	5,0	4,0	4,5	9,5	5,7	7,5	20	11.4	
Ческие	атота вращения холостого хода, ИИИ	.96P 1/20	9500	5000	5000	7000	2650	8800	8800	2650	8600	8600	2650	8600	
техни	, кннэшеда бтотэбр вбналениі ним	#/90 #/90	0006	4000	4000	6000	1850	6000	6000	1950	6000	6000	2000	6000	
BHble	т8, атэондом кемэклдэд	тоП	21	36	25	38	47,5	75	92	65,5	103	133	120	200	
) GHO	та "атэондом кеналени	та _* атоондом кеналенимоН				8,9	9,5	24	27,8	19	35	46,4	41	70.5	
9.2.	ил, бтотоби кеналени	моН	500	500	500	500	50	500	500	50	500	500	50	500	
Таблица II	плэт6тияд	АДП-1	АДП-120	АДП-123	АДП-123Б	АДП-262	АДП-263	АДП-263А	АДП-362	АДП-363	АДП-363А	АДП-562	АДП-563А		

Тип двигателя	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальное напряжение обмотки управления, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток обмотки возбуждения, А	Номинальный ток обмотки управления, А	Номинальная мощность, Вт	Номинальный вращающий момент, Н.см	Пусковой момент. Н.см	Момент инерции ротора, 10 ⁻⁴ кг·см ²	Электромеханическая по- стоянная времени, мс	Номинальная частота вра- щения, об/мин	Емкость в цепи обмотки возбуждения, мкФ
ДАД 8-300/400	110	110	400	6,15	5,3	300	83	160		70	3500	
ДАД 10-300/400	110	110	400	4,5	4,2	200	70	140		80	2500	
ДА6-2/400	15	15	400	1,3	1,3	2,0	_	1,0		-	3250	15
ДАТ6-5/400	110	55	400	0,32	0,52	4,8	—	2,3	_		4000	0,25
ДИД-0,1T	110	55	400	80,0	0,07	0,1	0,015	0,026	2,25	90	13000	—
ДИД-0,5	110	55	400	0,15	0,11	0,25	0,03	0,05	4,5	100	13000	—
ДИД-0,6Т	110	55	400	0,2	0,12	0,6	0,065	0,1	7,5	50	16000	—
ДИД-0,5Т	110	55	400	0,15	0,11	0,3	0,035	0,07	4,5	80	14000	
ДИД-1А	110	55	400	0,18	0,1	1,0	0,1	0,16	7	55	18000	—
ДИД-1Т	36	30	400	0,25	0,135	1,0	0,09	0,16	7	38	18000	
ДИД-2А	36	30	400	0,27	0,12	2,0	0,18	0,34	9	44	18000	_
ДИД-2Т	36	30	400	0,4	0,23	2,0	0,18	0,34	9	32	18000	
ДИД-ЗА	36	30	400	0,7	0,40	3,0	0,5	1,0	24	26	9000	
ДИД -3Т	36	30	400	0,7	0,47	3,6	0,56	1,0	24	26	8000	-
ДИД-5А	36	30	400	0,6	0,35	5 ,0	1,0	2,0	250	52	6000	_
ДИД-5Т	36	30	400	1,2	0,5	5,0	1,2	2,2	250	52	6000	
ИД-1Д	15	15	200			1,0	0,18	0, 35		-	10500	
ИД-1ДГ	22	22	250		_	1,0	0,2	0, 35			8000	
ИД-2	15	15	400	1,2	1,2	2,0	0,6	1,0	-	_	3250	
ИД-9	200	110	50	0,8	0,3	9	6,0		_	_	1600	6,5
ИД-14	220	136	50	0,3	0,36	14	8,5	12,5	—	-	1600	3

Таблица 10.3. Основные технические данные асинхронных двухфазных управляемых двигателей с полым ротором серий ДА, ДИД, ИД

		іастота Лин	Номин при н нап	альныі омина: ряжені	й ток, А. льном ии, В		2	(OBOLO	(OBDFD Hom	тах/Мном	ž
Тип двигателя	Номинальная мощность, Вт	Номинальная ч вращения, об/л	127	230	380	кпд, %	Козффициент мощности созо	Кратность пуск тока I _n /I _{ном}	Кратность пуск момента <i>М_n/M</i> ,	Перегрузочная способность <i>М</i>	Момент инерци ротора, кг·см ²
АОЛБ-011-4	18	1370	1,05	0,61	0,35	22	0,62	6,5	1,0	1,4	30
АОЛБ-012-4	30	1390	0,38	0,8	0,46	28	0,62	6,5	1,0	1,4	35
АОЛБ-11-4	50	1420	1,9	1,1	0,65	34	0,62	7,5	1,2	1,8	55
АОЛБ-12-4	80	1420	2,5	1,45	0,85	41	0,62	7,5	1,2	1,8	65
АОЛБ-21-4	120	1420	3,3	1,9	1,1	47	0,62	7,5	1,2	1,8	130
АОЛБ-22-4	180	1420	4,3	2,5	1,45	53	0,62	7,5	1,2	1,8	160
АОЛБ-31-4	270	1440	5,7	3,3	1,9	60	0,62	8,0	1,2	1,9	375
АОЛБ-32-4	400	1440	7,6	4,4	2,55	67	0,62	8,0	1,2	1,9	525
АОЛБ-011-2	30	2880	0,85	0,49	0,28	41	0,68	8,0	1,0	1,4	30
АОЛБ-012-2	50	2880	1,18	0,68	0,39	48	0,7	8,0	1,0	1,4	35
АОЛБ-11-2	80	2890	1,75	1,0	0,6	51	0,72	7,5	1,0	2,2	55
АОЛБ-12-2	120	2890	2,4	1,4	0,8	55	0,72	7,5	1,0	2,2	65
АОЛБ-21-2	180	2890	3,3	1,9	1,1	59	0,72	7,5	10	22	130
АОЛБ-22-2	270	2890	4,7	2,7	1,5	63	0,72	7,5	10	2,2	160
АОЛБ-31-2	400	2920	6,55	3,8	2,15	66	0,72	9,0	1,0	2,2	250
АОЛБ-32-2	600	2940	9,5	5,5	3,2	69	0,72	9,0	1,0	2,2	400

Таблица 10.4. Основные технические данные однофазных асинхронных двигателей с пусковым сопротивлением серии АОЛБ

ип двигателя	оминальное напряжение эмотки возбуждения, В	оминальное напряжение э́мотки управления. В	оминальная частота, Гц	оминальный ток об- отки возбуждения, А	оминальный ток об- отки управления, А	оминальная мощность. Т	оминальный вращаю- ий момент, Н.см	усковой момент, См	лектромеханическая остоянная времени, мс	оминальная частота ращения, об/мин	мкость в цепи обмотки озбуждения, мкФ
F	Ηθ	ΗÖ	H	H	ΗĒ	Ťá	ĒĒ	ÊĚ	e E		
ЭМ-0,2М	115	60	400	0,15	0,2	0,2	0,1	0,2	20	2500	0,3
ЭМ-0,5	115	115	400	0,16	0,035	0,5	0,2	0,4	25	2500	0,25
ЭМ-0,5М	115	60	400	0,20	0,15	0,5	0,25	0,5	15	2000	0,25
ЭМ-1	115	115	400	0,25	0,055	1,0	0,32	0,65	30	2000	0,3
ЭМ-1М	115	60	400	0,25	0,20	1,0	0,4	0,7	15	2500	0,3
ЭМ-2	115	115	400	0,35	0,11	2,0	0,8	1,7	35	2000	0,5
ЭМ-2М	115	60	400	0,30	0,25	2,0	0,6	1,5	20	4000	0,45
ЭМ-4	115	115	400	0,50	0,15	2,0	1,8	3	80	2000	0,8
ЭМ-4А	115	115	400	0,50	0,16	4,0	1,4	2,8	40	2000	0,75
ЭМ-4M	115	60	400	0,45	0,30	4,0	1,2	2,2	25	3300	0,75
ЭМ-8	115	80	400	0,90	0,42	8,0	2,0	4.5	45	3300	1,8
ЭМ-8М	115	80	400	0,50	0,80	8,0	2,0	3,2	30	3300	0,8
ЭМ- 15	115	50	400	1,20	0,65	15	3,4	6,0	50	4000	2,5
ЭМ-15M	115	80	400	1,0	0,90	15	3,7	6,0	35	4000	1,6
ЭМ-25	115	50	400	1,80	0,85	25	5,8	7,6	100	4000	3,0
ЭМ-25M	115	80	400	1,20	1,20	25	5,8	9,0	46	4200	2,4
ЭМ-50	115	50	400	2,0	1,45	50	8,0	9,0	170	4200	4,5
ЭМ-50M	115	80	400	2,0	2,0	50	9,5	12,0	50	5000	3,0
ЭМ-2-12	115	50	400	0,25	0,125	50	0,45	0,65	40	5000	0,35
ЭМ-8-12	115	50	400	0,35	0,25	50	1,3	1,8	45	6000	0,75

Таблица 10.5. Основные технические данные двухфазных асинхронных управляемых двигателей с полым ротором серии ЭМ

10.4. Асинхронные тахогенераторы

Наряду с тахогенераторами постоянного тока (см. п 1.6) в автоматических системах и устройствах РЭС для преобразования частоты вращения в электрический сигнал применяют тахогенераторы переменного тока.

Из тахогенераторов переменного тока самое широкое применение получили асинхронные тахогенераторы с полым ротором, конструкция которых не отличается от конструкции исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором (рис. 10.13).

К тахогенераторам предъявляют ряд требований, основными из которых являются: линейность выходной характеристики, отсутствие радиопомех, бесшумность работы, простота устройства, эксплуатационная надежность, быстродействие (малая электромеханическая постоянная времени), малые размеры и масса.

Принципиальная схема асинхронного тахогенератора приведена на рис. 10.13. Обмотка ОВ подключена к сети. С обмотки генератора ОГ снимается выходное напряжение тахогенератора. Эта обмотка называется выходной или генераторной и замкнута на нагрузку $Z_{\rm H}$.



Рис. 10.13. К пояснению принципа действия асинхронного тахогенератора

Принцип действия асинхронного тахогенератора состоит в следующем. Переменный ток возбуждения создает пульсирующий поток Ф_в, который, пересекая полый ротор, наводит в нем ЭДС трансформации, создающую токи в роторе. Контуры этих токов (направления которых обозначены точками и крестиками) располагаются в плоскостях, перпендикулярных потоку возбуждения $\Phi_{\rm R}$ (рис. 10.13, *a*). Эти токи создают магнитный поток ротора Φ_{d1} , направленный навстречу потоку возбуждения. Разность Ф_в — Ф_d образует результирующий продольный поток, который при неподвижном роторе не наводит ЭДС в ОГ, поэтому выходное напряжение тахогенератора равно нулю.

При вращении стенки полого ротора пересекают результирующий поток Ф и в них, кроме ЭДС трансформации, находится еще ЭДС вращения. Под действием ЭДС вращения по ротору протекают токи, контуры которых при его большом активном сопротивлении практически совпадают с осью потока возбуждения $\Phi_{\rm B}$ (рис. 10.13, δ). Эти токи создают магнитный поток ротора Φ_{a} , который направлен по поперечной оси тахогенератора. Магнитный поток Φ_q сцепляется с витками ОГ и наводит в них выходную ЭДС тахогенератора $E_{\text{вых}}$. Так как поток Φ_q изменя-ется с частотой сети, то и частота выходной ЭДС равна частоте сети и не зависит от частоты вращения ротора.

ЭДС ротора, а следовательно, магнитный поток Φ_a и выходная ЭДС Е_{вых} согласно (1.2) пропорциональны частоте вращения ротора:

$$E_{\rm BMX} = cn\Phi;$$

$$E_{\rm BMX} = k_{\rm Tr}\omega = k_{\rm Tr}(d\alpha/dt), \qquad (10.19)$$

где ω — угловая скорость ротора, равная первой производной от угла поворота ротора α ; $k_{\rm rr}$ — коэффициент передачи тахогенератора.

Выходное напряжение тахогенератора $\dot{U}_{\rm вых}$ меньше ЭДС $\dot{E}_{\rm вых}$ на падение напряжения в ОГ, сопротивление которой $Z_{\rm r}$

$$U_{\rm BMX} = E_{\rm BMX} - I_{\rm T} Z_{\rm T},$$

где \dot{I}_r – ток в обмотке ОГ (рис. 10.13, б). Зависимость $\dot{U}_{\text{вых}} = f(n)$ называют выходной характеристи-кой асинхронного тахогенератора. Основными требованиями, предъявляемыми к выходной характеристике, являются: ее линейность, т. е. пропорциональность между U_{пых} и n; постоянство фазы вектора $U_{\text{вых}}$ при изменении *n*; наибольшая крутизна (от-ношение $U_{\text{вых}}/n$); симметрия (постоянство $U_{\text{вых}}$ при вращении ротора в противоположных направлениях с одинаковыми частотами); стабильность (независимость выходной характеристики от температуры, условий эксплуатации, времени работы и т. п.). Особенно жесткие требования предъявляют к выходной характеристике тахогенераторов, работающих в счетно-реша ющих устройствах в дифференцирующих и интегрирующих схемах.

В реальных тахогенераторах при изменении температуры меняются активные сопротивления обмотки возбуждения, ротора, генераторной обмотки. Кроме того, происходят изменения насыщения стали, остаточного магнетизма, а также величины и характера нагрузки и т. п. В результате выходная характеристика несколько видоизменяется. Нестабильность выходной характе ристики приводит к дополнительным погрешностям, которыс в зависимости от фактора, их вызывающего, называют темпера турной, нагрузочной, частотной погрешностями. Большинство методов борьбы с дополнительными погрешностями тахогенсраторов сводится к стабилизации нагрузки, частоты, входного напряжения и т. п.

Достоинствами тахогенераторов с полым ротором являются бесконтактность, малоинерционность, высокая надежность, незначительный момент сопротивления. Недостатками — те оретическая и практическая нелинейность выходной характе ристики, наличие фазовой погрешности и нулевого выходного напряжения, малая выходная мощность при значительных га баритах и массе.

Диапазон измеряемых асинхронными тахогенераторами час тот вращения колеблется от 0 до 10 000 об/мин.

Такие тахогенераторы могут вырабатывать ЭДС пропорциональную ускорению $E_{\text{вых}} = k'_{\text{тг}} (dn/dt) = k_{\text{тг}} (d\omega/dt)$. Для этого к обмотке ОВ следует подвести не переменное, а по стоянное напряжение.

Тахогенератор, как указывалось в п 1.6, считают безынерци онным звеном. Его передаточная функция согласно (10.19) имс ет вид усилительного звена

$$K(p) = E_{\text{BMX}}(p)/\omega(p) = k_{\text{TF}}, \qquad (10.20)$$

если за входную величину принята угловая скорость ротора, или идеального дифференцирующего звена

$$K(p) = E_{\text{Bbix}}(p)/\alpha(p) = k_{\text{TF}}p, \qquad (10.21)$$

если за входную величину принят угол поворота ротора.

Основные технические данные асинхронных тахогенераторов приведены в табл. 10. 6, 10. 7.

Тип тахогенератора	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номиналь- ный ток возбуждения, А	Номиналь- ная частота, Гц	Крутизна характе- ристики. В/(об/мин)	Максималь- ная частота вращения, об/мин
ТД-1	110	0,15	50	0,008	2400
ТД-2	127	0,13	50	0,008	2400
AT-231	110	0,25	400-500	0,0075	4000
AT-261	110	0,22	400		4000
ΤΓ-4	110	0,30	400	0,01	6000
ΤΓ-5Α	115	0,06	400	0,0012	9000

Таблица 10.6. Основные технические данные асинхронных тахогенераторов серий **ТД**. АТ, ТГ

Таблица 10.7. Основные технические данные асинхронных двигателей-тахогенераторов с полым немагнитным ротором серии ДГ

Тип двигателя-тахогенератора	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток возбуждения, мА	Номинальная мощность. Вт	Номинальный вращающий момент, Н.см	Момент инерции ротора, 10 ⁻⁴ кг-см ²	Электромеханическая постоянная времени. мс	Максимальная частота вращения, об/мин	Нулевое напряжение тахогенератора, мВ	Крутизна характеристики. 10 ⁻⁴ В/(об/мин)
ДГ-0,1Т	36	400	80	0,07	0,015	5	120	9000	60	2,5
ДГ-0,5А	36	400	100	0,5	0,065	13	94	14 000	200	4
ДГ-0,5Т	36	400	130	0,5	0,065	13	100	13 000	100	3
ДГ-1А	36	400	100	1,0	0,08	8	86	16 000	100	10
ДГ-1T	36	400	120	1,0	0,09	8	68	15 000	200	10
ДГ-2А	36	400	100	2,0	0,16	11	46	18 000	200	10
Д Г-2Т	36	400	120	2,0	0,18	11	52	16 000	200	10
ДГ-ЗА	36	400	80	3,0	0,5	37	36	9000	200	10
дг-зт	36	400	100	3,0	0,5	37	36	8000	100	10
ДГ-5A	36	400	80	5,0	1,0	40	80	6000	100	10
ДГ-5Т	36	400	100	5,0	1,2	40	30	6000	100	10

10.5. Гироскопические и моментные асинхронные двигатели

Гироскопические асинхронные двигатели [43]. Точность работы гироскопического устройства определяется значением и постоянством кинетического момента ротора. Чем больше этот момент, тем выше точность работы прибора. Необходи мый кинетический момент двигателя достигается увеличением момента инерции ротора и выбором возможно большей частоты вращения.

Гироскопические двигатели обычно работают без механической нагрузки на валу, преодолевая только потери на трение в подшипниках и ротора о воздух. Практически полезная мощность на валу этого двигателя *P*₂ может быть численно равна по терям на трение ротора о воздух.

Гироскопические трехфазные асинхронные двигатели, при меняемые в гироскопических системах, выполняют с наружным ротором и внутренним неподвижным статором. При заданных габаритах гироскопического устройства такое исполнение дви гателя позволяет увеличить диаметр ротора и получить возмож но больший момент инерции последнего. На рис. 10.14 представлена схема конструкции гироскопического асинхронного двигателя.



Рис. 10.14. Схема конструкции гироскопического асинхронного двигателя

На неподвижном валу 1 размещают набранный из листов электротехнической стали пакет статора 2 с обмоткой. Кольцевой пакет ротора 3 также набран из листов электротехнической стали. Обмотка ротора — короткозамкнутая. Для увели чения момента инерции ротора двигателя на нем предусматривают внешний цилиндрический латунный обод 4 с полироканной наружной поверхностью. На валу размещены подшипники 7 и отверстие 6 для вывода обмотки статора. С торцов конструкция закрывается крышками 5. Ротор двигателя подвергают тщательной динамической балансировке, так как рабочая частота вращения его обычно значительная.

Напряжение питания асинхронных двигателей гироскопических систем составляет 36–40 В при частоте 400, 500 и 1000 Гц или более. В связи с этим рабочие частоты вращения двигатечей достигают 20 000–60 000 об/мин и выше. Мощности на валу этих двигателей составляют от долей ватта до нескольких десятков ватт.

Вследствие повышенного момента инерции его электромеханическая постоянная времени ротора относительно велика, поэтому время разгона двигателя при пуске может достигать нескольких минут. Уменьшение времени разгона может быть достигнуто увеличением пускового момента двигателя за счет иыбора надлежащих параметров обмоток статора и ротора и повышения напряжения питания двигателя на время пуска. В применяемых в настоящее время гироскопических трехфазных двигателях кратность пускового момента по отношению к номинальному при номинальном напряжении на зажимах составляет порядка 2,6–6,2. При повышении напряжения питания двигателя на время пуска кратность его пускового момента нозрастает пропорционально квадрату кратности повышения напряжения.

Моментные асинхронные двигатели [43]. В некоторых системах автоматического регулирования и управления в качестве измерительных или корректирующих элементов применяют малые трех- и однофазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, работающие в режиме заторможенного ротора. Такие двигатели получили название моментных. В частности, моментные двигатели применяют, например, в гироскопических устройствах в качестве коррекционных двигателей. Они создают корректирующий момент для сохранения постоянства положения оси гироскопа в пространстве.

Однофазные моментные двигатели с двумя обмотками на статоре, взаимно сдвинутыми в пространстве на половину полюсного деления, используют для коррекции медленного ухода оси гироскопа под влиянием небольшого момента трения. Трем фазные моментные двигатели применяют в тех случаях, кога требуется создание большого коррекционного момента при на личии значительных моментов трения в системе.

По конструкции такой двигатель малой мощности имеет сходство с гироскопическим — имеет наружный ротор с ко роткозамкнутой обмоткой по внутренней поверхности рас точки с наружными пазами и уложенными в них обмотками (см. рис. 10.14), т. е. является многополюсным реверсивным асинхронным двигателем. Вследствие многополюсности оп имеет плоскую конструкцию, т. е. относительно большой диа метр и малую осевую длину. Внутренний статор двигателя с оо мотками закрепляют на рамке гироскопа, а его наружный ро тор — на крышке гироскопа. Пазы ротора, расположенные по внутренней поверхности его расточки, имеют скос на одно на зовое деление.

На рис. 10.15 представлена схема включения в гироскопичес ком устройстве однофазного моментного двигателя с тремя об мотками на внутреннем статоре — одной обмоткой ОВ и двумя обмотками ОУ. Последние сдвинуты по окружности статора от носительно обмотки ОБ на половину полюсного деления и уло жены в одни и те же пазы бифиллярно. Обмотка возбуждения ОВ включена последовательно, а обмотка управления ОУ— параллельно в трехфазную цепь гироскопического двигателя ГД. Реверсирование корректирующего момента двигателя достигается изменением направления тока в двух противоположно включаемых обмотках ОУ.



Рис. 10.15. Схема включения однофазного моментного двигателя с тремя обмотками на статоре

Если по одной из управляющих обмоток протекает переменный ток, сдвинутый по фазе относительно тока обмотки возбуждения на какой-то угол, то двигатель начнет создавать пращающий момент. При протекании тока по другой управиющей обмотке вращающий момент изменит свой знак. При иключении управляющих обмоток параллельно в сеть по ним протекают одинаковые токи в противоположных направлениях, пращающий момент двигателя равен нулю. При неравенстве токов в этих обмотках в двигателе возникает вращающий момент определенного направления.

При проектировании трех- и однофазных моментных двигателей малой мощности стремятся получить заданные вращающие моменты при минимальной потребляемой мощности. Эта мощность практически равна мощности потерь в меди обмоток статора и ротора и позволяет определить тепловой режим двигателя в заторможенном состоянии. Потери в стали двигателя относительно малы вследствие небольших индукций в отдельных участках магнитной системы.

10.6. Линейные асинхронные двигатели

Линейными двигателями называют такие электрические манины, в которых электрическая энергия преобразуется в механическую энергию поступательного движения без механических передач. Такие машины малой мощности применяют в приводах конвейеров, линейных транспортерах, промышленных роботах, насосах и других машинах, в которых требуется поступательное или возвратно-поступательное движение.

Статор такого двигателя представляет собой линейный магнитопровод *I* (рис. 10.16), на котором уложена трех- или двухфазная обмотка, создающая бегущее магнитное поле. Подвижную часть двигателя, совершающего поступательное движение под действисм бегущего магнитного поля, называют *бегуном*. В зависимости от устройства бегуна различают следующие виды линейных двигателей: асинхронные, синхронные, шаговые и т. п. Наибольшее распространение получили асинхронные линейные двигатели в силу ограниченности линейного перемещения и простоты устройства бегуна. В зависимости от типа бегуна их разделяют на три группы:

1) двигатели с бегуном 3, имеющим короткозамкнутую обмотку 2 (рис. 10.16, *a*); 2) двигатели со сплошным ферромагнитным омедненным бегуном 3 (рис. 10.16, δ);

3) двигатели с магнитным бегуном 3 (рис. 10.16, в).



Рис. 10.16. Схема конструкции линейного асинхронного двигателя

Отличительная особенность линейного двигателя с магний ным бегуном состоит в том, что в нем практически отсутствуют силы притяжения бегуна к статору, что важно для некоторых ти пов приводов.

Для анализа основных соотношений и оценки характеристик линейный двигатель можно рассматривать как обычный асин хронный двигатель с развернутым статором. Длина развертки статора равна длине его окружности $L_c = \pi D = 2p\tau$.

Бегун при длине $l_6 >> 2p\tau$ принято считать бесконечно длинным. Линейная скорость перемещения магнитного поля статора (синхронная скорость) $v_1 = 2\tau f$. Скольжение $s = (v_1 - v_6)/v_1$ $= 1 - v_6/(2\tau f)$, где v_6 — линейная скорость бегуна.

Во многих приводах двигатель осуществляет возвратнопоступательное движение. Поэтому он должен иметь хорошие пусковые характеристики, что достигается выбором по вышенного активного сопротивления бегуна, при котором $s_m \approx 1$ (см. п. 10.2). При этом скольжение, соответствующее номинальному режиму двигателя, $s_{\text{ном}} = 0, 1-0, 3$. Максимальная скорость бегуна при номинальном режиме работы $v_{6m} = 2\tau f(1 - s_{\text{ном}}) \approx (0, 7-0, 9) 2\tau f.$

Существенной особенностью линейного двигателя является наличие краевого эффекта, обусловленного наличием разомкну

гой магнитной цепи статора. Краевой эффект в бегуне проявлястся в виде образования добавочных потерь от обратно бегущего поля и тормозных сил. Значение краевого эффекта зависит от гипа бегуна и распределения МДС на краях статора. При приближенных расчетах для двигателей с относительно большим числом пар полюсов (p > 3) можно принять, что электромагнитная сила, развиваемая линейным двигателем, на 10–20% меньше силы, создаваемой аналогичным по параметрам двигателем с кольцевым статором. Электромагнитная сила для двигателя Mможет быть рассчитан по формулам, приведенным в [43].

Для линейных асинхронных двигателей с магнитным бегуном анализ характеристик ведут, как и для асинхронных двигателей с полым немагнитным ротором (см. § 9.6 [43]).

Контрольные вопросы

1. Перечислите особенности конструкции однофазных асинхронных двигателей.

2. Обоснуйте принцип формирования вращающихся магнитных потоков из пульсирующего потока возбуждения.

 Изобразите и поясните характеристики вращающих моментов однофизного асинхронного двигателя.

4. Назовите способы создания пускового момента в однофазном асинхронном двигателе.

5. Перечислите особенности конструкции двухфазных асинхронных двигателей.

6. Изложите принцип формирования вращающегося магнитного поля в двухфазном АД.

7. Изобразите механические характеристики M = f(s) с различными активными сопротивлениями ротора в однофазном режиме.

8. Нарисуйте схему амплитудно-фазового управления АД с конденсатором в цепи управления.

9. Изобразите механические и регулировочные характеристики двухфазного АД при амплитудно-фазовом управлении. Обоснуйте их физическую сущность.

10. Запишите передаточную функцию АД и ее параметры.

11. Поясните принцип действия асинхронных тахогенераторов.

12. Определите передаточные функции асинхронных тахогенераторов.

13. Поясните особенности применения и принцип работы гироскопических АД.

14. Поясните особенности применения и принцип работы моментных АД.

15. Поясните особенности применения и принцип работы линейных АД.

Глава 11 ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ

11.1. Сельсины и режимы работы

11.1.1. Назначение, устройство и принцип действия сельсинов

С помощью сельсинов реализуются автоматические системы, обеспечивающие синхронное и синфазное вращение попо одинаковое положение покоя механически не связанных межлу собой валов, разнесенных друг от друга на несколько десятков и даже сотен метров.

Различают два типа систем — синхронные индукционные передачи и следящие системы. Первые применяются в тех слу чаях, когда тормозной момент на приемном валу не превышает 15·10⁻³ Н·м (например, индикаторная стрелка, предназначенная для отображения углового положения вала). В синхронных пс редачах сельсины работают в индикаторном режиме.

В тех случаях, когда для поворота приемного вала требуются значительные вращающие моменты (например, установка ал тенны РЛС на заданный азимут), применяются следящие сис темы, в которых сельсины выполняют функции измерения угла рассогласования между командным КВ и приемным ПВ валами и преобразования этого угла в напряжение. В следящих систе мах сельсины работают в трансформаторном режиме. Они прел ставляют собой маломощные индукционные машины перемен ного тока и обычно имеют однофазную первичную и трехфаз ную вторичную обмотки. Трехфазную обмотку называют также обмоткой синхронизации. У дифференциальных сельсином первичная и вторичная обмотки трехфазные. Сельсины бывают контактные и бесконтактные.

Контактные сельсины. У контактных сельсинов однофазная обмотка (обмотка возбуждения) может быть расположена как на

роторе, так и на статоре; соответственно располагается и трехфазная обмотка. По конструктивному исполнению контактные сельсины можно подразделить на следующие четыре группы:

1) обмотка возбуждения располагается на явно выраженных полюсах статора *I* (рис. 11.1, *a*), а трехфазная обмотка укладывается в пазы, равномерно распределенные по окружности ротора *2*. Для вывода концов трехфазной обмотки синхронизации на роторе устанавливаются три контактных кольца;



Рис. 11.1. Конструктивные особенности сельсинов: и сельсин с явно выраженными полюсами статора; б — сельсин с явно выраженными полюсами ротора; в — сельсин с неявно выраженными полюсами

2) однофазная обмотка возбуждения размещается на явно пыраженных полюсах ротора *I* (рис. 11.1, *б*). Обмотка синхропизации размещается в пазах, расположенных по окружности статора *2*. Для подачи напряжения на катушку возбуждения на оси ротора устанавливаются два контактных кольца;

3) в распределенные по окружности ротора пазы укладывается обмотка возбуждения *I* (рис. 11.1, *в*), концы которой подвеасны к двум кольцам, установленным на оси ротора. Трехфазная обмотка синхронизации укладывается в пазы, распределенные по окружности статора *2*;

4) сельсины с магнитной цепью по типу асинхронного двигатоля с фазным ротором. К этой группе относятся дифференциальные сельсины, у которых одна из трехфазных обмоток расположена в пазах ротора, а вторая — в пазах статора. На роторе предусмотрены три контактных кольца для связи с обмотками.

Обмотки синхронизации сельсинов, расположенные в пазах магнитопровода, соединены «звездой». Магнитные оси фазных обмоток сдвинуты в пространстве на 120°. Для обеспечения постоянства магнитной проводимости в радиальных направлениях пазы якоря обычно скошены на одно зубцовое деление. Изобра жение электрической схемы сельсинов по ГОСТ 2.722—68 при ведено на рис. 11.2, *а*.



Рис. 11.2. Изображение электрических схем сельсинов

Принцип действия контактных сельсинов не зависит от им конкретного конструктивного выполнения и является общим для всех сельсинов. Рассмотрим принцип действия на примерс сельсина, имеющего однофазную обмотку на роторе и трехфазную — на статоре. Для удобства анализа работы электрическую схему сельсинов в дальнейшем будем изображать, как показано на рис. 11.2, *б*.

Если к однофазной первичной обмотке подвести напряже ние возбуждения переменного тока $U_{\rm B}$, то протекающий по ней ток $I_{\rm B}$ создает переменный магнитный поток $\Phi_{\rm B}$, который, пересекая вторичные обмотки с частотой питающего напряжения сети, вызовет в них появление электродвижущих сил этой же частоты. При этом величина каждой из трех ЭДС зависит от носительного расположения первичной и вторичной обмоток.

Если магнитная ось обмотки возбуждения (рис. 11.2, δ) расположена по отношению к магнитной оси первой фазы под некоторым углом α , то, отсчитывая угол от оси обмотки возбуждения по часовой стрелке, наводимые ЭДС в фазных обмотках можно определить из выражений:

$$E_1 = E_m \cos \alpha; \quad E_2 = E_m \cos(\alpha + 120^\circ); \quad E_3 = E_m \cos(\alpha + 240^\circ),$$

где $E_m = 4,44 f \omega \Phi_B$ — максимальное действующее значение ЭДС в обмотке при совпадении ее оси с осью обмотки возбуждения.

Бесконтактный сельсин. Опыт эксплуатации аппаратуры с контактными сельсинами показал, что наличие в сельсинах контактов между кольцами и щетками существенно снижает надежность

274

работы. Сельсины, как правило, работают не в режиме вращения, а в режиме поворота, вследствие этого не происходит самоочищения кольца щеткой и создаются условия, при которых легко возникает подгорание или загрязнение контакта, что может привести к нарушению работы схемы. Кроме того, наличие щеток и колец создает искрение, что является источником помех в радиотехнических устройствах. В связи с этим велись работы по разработке сельсинов, не имеющих указанных недостатков. В 1938 г. в СССР были разработаны бесконтактные сельсины.

Рассмотрим конструкцию и принцип работы бесконтактного сельсина типа БД-404А (рис. 11.3).



Рис. 11.3. Бесконтактный сельсин БД-404А

Вторичная трехфазная обмотка в этом сельсине расположена на статоре *I* и выполнена как у обычного контактного сельсина, например CC-405. Первичная обмотка, т. е. обмотка возбуждения *2*, размещена не на роторе, как у контактных сельсинов, а на некоторой неподвижной части магнитопровода — между статором и тороидом *3*. Обмотка возбуждения *2* бесконтактного сельсина выполнена в виде двух последовательно и согласно соединенных кольцевых катушек.

Цилиндрический ротор 5 бесконтактного сельсина не имеет обмотки и является подвижным магнитопроводом. Он выполпен из двух магнитопроводящих частей — полюсов P_1 и P_2 , отделенных друг от друга немагнитной прослойкой *К*. В качестве немагнитной прослойки в бесконтактных сельсинах типа БД-404А и БС-404А использован сплав силумин. Полюсы набираются из листов электротехнической стали, ших тованных в осевом направлении. Внешний магнитопровод состоит из тороида 3 и стержней 4. Тороиды бесконтактного сельсина на бираются также из листов электротехнической стали, шихтованных в радиальном направлении. С внешней стороны к тороидам примыкают стержни 4 внешнего магнитопровода, набранные из листов электротехнической стали в аксиальных пазах корпуса.

Принцип действия бесконтактного сельсина рассмотрим с по мощью рис. 11.3. Магнитный поток, создаваемый обмоткой воз буждения, направлен вдоль оси ротора. При отсутствии немагнит ной прослойки из силумина, разделяющей ротор на две части, он замыкался бы через внешний магнитопровод, не попадая в статор. Наличие же прослойки препятствует продольному замыканию потока вдоль оси ротора и изменяет его направление. Проследим путь потока, начиная с точки А. Поток $\Phi_{\rm B}$, встретив на своем пути немагнитную прослойку, меняет направление и через воздушный зазор δ_1 входит в пакет основного магнитопровода I (статор), раз ветвляется по статору на два равных потока (рис. 11.3, б) и через воздушный зазор δ_2 попадает в полюс P_2 ротора. Затем поток Φ_1 раздваивается и через зазоры попадает в левый тороидальный мат нитопровод 3. Далее поток по пакетам внешнего магнитопровола 4 проходит в правый тороидальный магнитопровод 3 и, пройдя через воздушный зазор, вновь поступает в полюс P₁ ротора, где п замыкается в точке А. Поток обмотки возбуждения, проходя черс в обмотку синхронизации, наводит в ней ЭДС. Величина индушированных ЭДС в фазных обмотках сельсина зависит от взаимного углового положения ротора и осей фазовых обмоток.

Таким образом, в бесконтактном сельсине при повороте ротора ось пульсирующего магнитного потока обмотки возбуждения поворачивается так же, как и в контактном сельсине. Поэтому принцип работы этих сельсинов не отличается от работы контактных сельсинов.

При условии одинаковых габаритов контактного и бесконтактного сельсинов магнитный поток и, следовательно, ЭДС в трехфазной обмотке синхронизации бесконтактного сельсина будут меньше, чем у контактного. Это объясняется наличием в бесконтактном сельсине дополнительных воздушных зазоров и большого потока рассеивания. Бесконтактные сельсины за счет обмотки возбуждения по габаритам несколько больше, чем контактные, выполненные на одинаковую мощность.

276

Кроме того, бесконтактные сельсины имеют более сложную конструкцию по сравнению с контактными, и их стоимость несколько выше. Однако высокая надежность этих сельсинов окупает все их недостатки.

11.1.2. Трансформаторный режим работы сельсинов

Как отмечалось, сельсины в следящих системах применяются для измерения угла рассогласования между задающим и приемным валами и преобразования его в напряжение переменного гока. Величина выходного напряжения сельсина-трансформагора при малых углах рассогласования пропорциональна величине угла рассогласования, а фаза определяется знаком угла рассогласования — с изменением его знака фаза выходного напряжения изменяется на 180°.

Для этой цели применяются два сельсина, один из которых механически связан с задающим валом и называется сельсиномлатчиком (СД), второй механически соединен с приемным валом и называется сельсином-приемником (СП) или сельсиномгрансформатором. Электрическая схема сельсинов в трансформаторном режиме работы изображена на рис. 11.4, *а*. Как видно из рисунка, к однофазной обмотке СД подведено переменное



Продольная ось ОВ



Рис. 11.4. Сельсины в трансформаторном режиме:

 а — электрическая схема; б — пример разложения магнитного потока статорной обмотки на продольную и поперечную составляющие напряжение U_{-} . Соответствующие фазы трехфазных обмоток СД и СП соединены между собой, а с однофазной обмотки сельсина-приемника снимается напряжение $E_{C\Pi}$. На принципиальных электрических схемах сельсин-датчик обозначается BC_{-} а сельсин-приемник BE_{-} .

Обозначим угловое положение задающего вала через α , а угловое положение приемного вала через β . Разность $\alpha - \beta = \theta$ на зывают углом рассогласования. Углы будем отсчитывать от оснобмотки возбуждения до оси соответствующей фазы обмотки синхронизации по часовой стрелке. Положительное направиление поворота однофазной обмотки выберем против часовой стрелки. Для упрощения изложения в дальнейшем будем предполагать магнитную систему ненасыщенной, магнитные пото ки изменяющимися по синусоидальному закону, а параметры сельсина-датчика и сельсина-трансформатора одинаковыми.

Анализ работы сельсинов в трансформаторном режиме. Пульси рующий магнитный поток $\Phi_{\rm вд}$ обмотки возбуждения сельсина датчика индуцирует в фазных обмотках СД ЭДС E'_1 , E'_2 , E'_3 , которые соответственно равны:

 $E'_1 = E'_m \cos \alpha; \quad E'_2 = E'_m \cos(\alpha + 120^\circ); \quad E'_3 = E'_m \cos(\alpha + 240^\circ).$

Так как трехфазные обмотки сельсина-датчика и сельсина приемника электрически соединены между собой, то ЭДС E'_1, E'_2, E'_3 вызывают токи I'_1, I'_2, I'_3 , протекающие в фазных об мотках.

Сопротивления фазных обмоток сельсина-датчика и сельси на-приемника считаем равными, т. е.

 $Z_1' = Z_2' = Z_3' = Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z.$

Тогда для действующих значений токов фазных обмоток получим

$$I'_1 = \frac{E'_1}{2Z}; \quad I'_2 = \frac{E'_2}{2Z}; \quad I'_3 = \frac{E'_3}{2Z}.$$

Токи, протекая по фазным обмоткам сельсина-датчика и сельсина-приемника, создают результирующие пульсирующие магнитные потоки трехфазных обмоток СД и СП Φ'_{a} и Φ_{a}

$$\Phi'_{\pi} = \frac{3}{2}k\frac{E'_{m}}{2Z}; \quad \Phi_{\pi} = -\frac{3}{2}k\frac{E'_{m}}{2Z}, \quad (11.1)$$

где *k* — коэффициент пропорциональности между током и матнитным потоком.

Для вывода выражений (11.1) проведем следующие рассуждения.

Токи I', I', I', потекая по фазным обмоткам сельсина-датчика, создают переменные магнитные потоки, направленные вдоль осей обмоток. Поскольку сталь сердечника считаем ненасыщенной, то магнитные потоки пропорциональны протекающим токам, т. е.

$$\Phi'_{1} = kI'_{1} = k \frac{E'_{m}}{2Z} \cos \alpha;$$

$$\Phi'_{2} = kI'_{2} = k \frac{E'_{m}}{2Z} \cos(\alpha + 120^{\circ});$$

$$\Phi'_{3} = kI'_{3} = k \frac{E'_{m}}{2Z} \cos(\alpha + 240^{\circ}).$$

пс *k* — коэффициент пропорциональности между током и потоком.

Для определения результирующего магнитного потока трехфазной обмотки СД разложим потоки Φ'_1 , Φ'_2 и Φ'_3 на продольные и поперечные составляющие относительно оси обмотки возбуждения. В соответствии с рис. 11.4, δ для первой фазы имеем

$$\Phi'_{1d} = \Phi'_1 \cos \alpha; \quad \Phi'_{1d} = \Phi'_1 \sin \alpha,$$

пе Φ'_{1d} — продольная составляющая потока; Φ'_{1q} — поперечная составляющая потока Φ'_{1} .

Аналогично для второй и третьей фаз

$$\Phi'_{2d} = \Phi'_{2} \cos(\alpha + 120^{\circ}); \quad \Phi'_{2q} = \Phi'_{2} \sin(\alpha + 120^{\circ}); \\ \Phi'_{2d} = \Phi'_{2} \cos(\alpha - 120^{\circ}); \quad \Phi'_{2q} = \Phi'_{2} \sin(\alpha - 120^{\circ}).$$

Результирующие продольная Φ'_{4} и поперечная Φ'_{4} составляющие магнитного потока Φ'_{a} трехфазной обмотки СД могут быть определенны путем алгебраического суммирования потоков Φ'_{1d} , Φ'_{2d} , Φ'_{3d} и Φ'_{1q} , Φ'_{2d} , Φ'_{3d} , т. е.

$$\Phi'_{d} = \Phi'_{1d} + \Phi'_{2d} + \Phi'_{3d} = k \frac{E'_{m}}{2Z} [\cos^{2} \alpha + \cos^{2} (\alpha + 120^{\circ}) + \cos^{2} (\alpha - 120^{\circ})];$$

$$\Phi'_{d} = \Phi'_{1q} + \Phi'_{2q} + \Phi'_{3q} =$$

 $k\frac{E'_m}{2Z}[\sin\alpha\cos\alpha + \sin(\alpha + 120^\circ)\cos(\alpha + 120^\circ) + \sin(\alpha - 120^\circ)\cos(\alpha - 120^\circ)].$

Учитывая, что

$$\cos^{2}(\alpha \pm 120^{\circ}) = \cos\alpha \cos 120^{\circ} \mp \sin\alpha \sin 120^{\circ} = \cos\alpha \left(-\frac{1}{2}\right) \mp \sin\alpha \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right);$$
$$\sin^{2}(\alpha \pm 120^{\circ}) = \sin\alpha \cos 120^{\circ} \mp \cos\alpha \sin 120^{\circ} = \sin\alpha \left(-\frac{1}{2}\right) \mp \cos\alpha \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right),$$

получаем

$$\Phi'_{d} = k \frac{E'_{m}}{2Z} [\cos^{2} \alpha + \frac{1}{2} \cos^{2} \alpha + \frac{3}{2} \sin^{2} \alpha] = \frac{3}{2} k \frac{E'_{m}}{2Z};$$

$$\Phi'_q = k \frac{E'_m}{2Z} [\sin \alpha \cos \alpha + \frac{1}{2} \sin \alpha \cos \alpha - \frac{3}{2} \sin \alpha \cos \alpha] = 0.$$

Таким образом, результирующий магнитный поток трехфазной об мотки сельсина-датчика

$$\mathbf{\Phi}'_{a} = \sqrt{\left(\mathbf{\Phi}'_{d}\right)^{2} + \left(\mathbf{\Phi}'_{q}\right)^{2}} = \frac{3}{2}k\frac{E'_{m}}{2Z}$$

Так как по фазным обмоткам сельсина-приемника протекают те же токи, но в обратном направлении, т. е. $I_1 = -I'_1$, $I_2 = -I'_2$ и $I_3 = I'_3$ то

$$\Phi_{\rm n}=-\frac{3}{2}k\frac{E_m'}{2Z}.$$

Из выражения (11.1) видно, что результирующий магний ный поток $\Phi_{\rm d}$ трехфазной обмотки сельсина-датчика не зави сит от угла рассогласования $\theta = \alpha - \beta$ между СД и СП и всег на направлен вдоль обмотки возбуждения навстречу потоку возбуждения $\Phi_{\rm Bd}$. Результирующий магнитный поток трехфазной обмотки сельсина-приемника $\Phi_{\rm n}$ относительно результирующего магнитного потока сельсина-датчика направлен в противоположную сторону. Это вызвано тем, что токи в фазных обмотках сельсина-датчика (если в первой фазной обмотке сельсина-датчика ток направлен и данный момент времени от конца обмотки к началу, то в первой фазе сельсина-приемника ток будет направлен от начала к концу обмотки).

Изобразим векторные диаграммы результирующих магнитных потоков трехфазных обмоток СД и СП (рис. 11.5, *a*). Как видно из векторных диаграмм, вектор Φ_n совпадает по направлению с вектором магнитного потока возбуждения однофазной обмотки сельсина-датчика Φ_{nd} и сдвинут по фазе относительно результирующего магнитного потока Φ'_a на 180°.

В однофазной обмотке СП пульсирующий магнитный поток обмотки синхронизации Φ_n будет индуцировать ЭДС. Величина этой ЭДС пропорциональна косинусу угла $\theta = \alpha - \beta$ межлу направлением результирующего магнитного потока Φ_n и осью однофазной обмотки сельсина-приемника (трансформатора) (рис. 11.5, δ), т. е.

$$E_{\rm cn} = c \Phi_{\rm n} \cos \theta. \tag{11.2}$$



Рис. 11.5. Векторные диаграммы результирующих потоков обмоток синхронизации СД и СП

Подставив в выражение (11.2) значение Φ_{\parallel} из (11.1), по-

$$E_{\rm crr} = -c\frac{3}{2}k\frac{E'_m}{2Z}\cos\theta,$$

гле *с* — коэффициент пропорциональности.

Обозначим

$$E_m = \frac{3}{2}ck\frac{E'_m}{2Z}$$
, тогда $E_{cn} = -E_m\cos\theta$,

пле E_m — максимальное действующее значение ЭДС, индуппруемой в однофазной обмотке сельсина-приемника при $0 = \alpha - \beta = 0$.

На практике удобнее, чтобы при отсутствии ошибки напряжение E_{cn} равнялось нулю. Поэтому за согласованное положенис между сельсинами принимают такое положение, при котором их статоры (роторы) сдвинуты на 90° (рис. 11.6).



Рис. 11.6. Согласованное положение СД и СП для работы в трансформаторном режиме

Так как угол рассогласования θ отсчитывается от положения, при котором статоры (роторы) СД и СП сдвинуты на 90°, то для снимаемого с однофазной обмотки напряжения справедлива за висимость

$$E_{\rm cn} = -E_m \cos(90^\circ + \theta) = E_m \sin\theta. \tag{11.3}$$

Характер изменения действующего значения напряжения сельсина-приемника в зависимости от угла рассогласования изображен на рис. 11.7, *а*.



Рис. 11.7. Графики изменения ЭДС E_{cn} : *а* -действующего значения; δ - мгновенного значения

Как видно из графика, напряжение E_{cn} при увеличении θ растет до значения $\theta = 90^\circ$, затем убывает, принимая при $\theta = 180^\circ$ нулевое значение.

Мгновенное значение напряжения на выходе сельсина-приемника

$$e_{\rm crr}(t) = \sqrt{2}E_m \sin\theta\sin\omega t$$
.

282

Из этого выражения видно, что при изменении знака угла рассогласования θ , т. е. при изменении направления поворога ротора сельсина-датчика от согласованного положения, фаза выходного напряжения изменяется на 180°. Зависимость $e_{cn}(t) = f(t)$ при различных значениях знака угла рассогласования (ощибки) иллюстрируется на рис. 11.7, δ .

Таким образом, сельсины в трансформаторном режиме служат для измерения угла рассогласования между задающим и приемным валами и преобразования его в электрическое напряжение, пропорциональное синусу этого угла. При малых углах рассогласования sin $\theta \approx \theta$ и, как видно из рис. 11.7, *a*, можно счигать, что зависимость $E_{cn} = f(\theta)$ является линейной. Тогда

$$E_{\rm cn} = k_{\rm cn} \,\theta, \tag{11.4}$$

гле $k_{cn} = \frac{E_{cn}}{\theta}$ — коэффициент пропорциональности, В/град.

В операционной форме записи уравнение (11.4) имеет вид $E_{\rm cn}(p) = k_{\rm cn}\Theta(p)$, откуда в соответствии с определением передаточной функции имеем

$$K_{\rm cn}(p) = \frac{E_{\rm cn}(p)}{\Theta(p)} = k_{\rm cn},$$
 (11.5)

г. с. сельсины, работающие в трансформаторном режиме, по их линамическим свойствам следует рассматривать как пропорциопальное звено с коэффициентом пропорциональности k_{cn} .

Точность сельсинов в трансформаторном режиме. В зависимости от точности измерения угла рассогласования θ сельсины-трансформаторы делят на три класса:

Класс точности	1	2	3
Погрешность измерения, град	0 ÷ ± 0,25	± 0,25 ÷ ± 0,5	± 0,5 ÷ ± 0,75

Таким образом, наиболее точные сельсины 1-го класса работают с точностью до $\pm 0,25^{\circ}$. Для увеличения точности измерения угла применяют грубые и точные каналы (рис. 11.8) [7, 43].


Рис. 11.6. Согласованное положение СД и СП для работы в трансформаторном режиме

Так как угол рассогласования θ отсчитывается от положения, при котором статоры (роторы) СД и СП сдвинуты на 90°, то для снимаемого с однофазной обмотки напряжения справедлива за висимость

$$E_{\rm cn} = -E_m \cos(90^\circ + \theta) = E_m \sin\theta. \tag{11.3}$$

Характер изменения действующего значения напряжения сельсина-приемника в зависимости от угла рассогласования изображен на рис. 11.7, *а*.



Рис. 11.7. Графики изменения ЭДС *E*_{сп}: *а* –действующего значения; *б* – мгновенного значения

Как видно из графика, напряжение E_{cn} при увеличении θ растет до значения $\theta = 90^{\circ}$, затем убывает, принимая при $\theta = 180^{\circ}$ нулевое значение.

Мгновенное значение напряжения на выходе сельсина-при емника

$$e_{\rm crr}(t) = \sqrt{2E_m} \sin \Theta \sin \omega t.$$

Из этого выражения видно, что при изменении знака угла рассогласования θ , т. е. при изменении направления поворона ротора сельсина-датчика от согласованного положения, фаза выходного напряжения изменяется на 180°. Зависимость $v_{c0}(t) = f(t)$ при различных значениях знака угла рассогласования (ощибки) иллюстрируется на рис. 11.7, *б*.

Таким образом, сельсины в трансформаторном режиме слукат для измерения угла рассогласования между задающим и приемным валами и преобразования его в электрическое напряксние, пропорциональное синусу этого угла. При малых углах рассогласования sin $\theta \approx \theta$ и, как видно из рис. 11.7, *a*, можно считать, что зависимость $E_{cn} = f(\theta)$ является линейной. Тогда

$$E_{\rm cn} = k_{\rm cn} \,\theta, \tag{11.4}$$

где $k_{cn} = \frac{E_{cn}}{\theta}$ — коэффициент пропорциональности, В/град.

В операционной форме записи уравнение (11.4) имеет вид

$$E_{\rm cn}(p) = k_{\rm cn}\Theta(p),$$

откуда в соответствии с определением передаточной функции имсем

$$K_{\rm cm}(p) = \frac{E_{\rm cm}(p)}{\Theta(p)} = k_{\rm cm},$$
 (11.5)

т. с. сельсины, работающие в трансформаторном режиме, по их линамическим свойствам следует рассматривать как пропорциопальное звено с коэффициентом пропорциональности k_{cn} .

Точность сельсинов в трансформаторном режиме. В зависимости от точности измерения угла рассогласования θ сельсины-трансформаторы делят на три класса:

Класс точности	1	2	3
Погрешность измерения, град	0÷±0,25	± 0,25 ÷ ± 0,5	± 0,5 ÷ ± 0,75

Таким образом, наиболее точные сельсины 1-го класса рабопкот с точностью до $\pm 0,25^{\circ}$. Для увеличения точности измерения угла применяют грубые и точные каналы (рис. 11.8) [7, 43].



Рис. 11.6. Согласованное положение СД и СП для работы в трансформаторном режиме

Так как угол рассогласования θ отсчитывается от положения, при котором статоры (роторы) СД и СП сдвинуты на 90°, то для снимаемого с однофазной обмотки напряжения справедлива за висимость

$$E_{\text{max}} = -E_{\text{max}}\cos(90^\circ + \theta) = E_{\text{max}}\sin\theta. \tag{11.3}$$

Характер изменения действующего значения напряжения сельсина-приемника в зависимости от угла рассогласования изображен на рис. 11.7, *а*.



Рис. 11.7. Графики изменения ЭДС *E*_{сп}: *а* –действующего значения; *б* – мгновенного значения

Как видно из графика, напряжение E_{cn} при увеличении θ растет до значения $\theta = 90^{\circ}$, затем убывает, принимая при $\theta = 180^{\circ}$ нулевое значение.

Мгновенное значение напряжения на выходе сельсина-при емника

$$e_{\rm cn}(t) = \sqrt{2}E_m \sin\theta\sin\omega t.$$

Из этого выражения видно, что при изменении знака угла рассогласования θ , т. е. при изменении направления поворога ротора сельсина-датчика от согласованного положения, фаза выходного напряжения изменяется на 180°. Зависимость $r_{\rm ctt}(t) = f(t)$ при различных значениях знака угла рассогласования (ошибки) иллюстрируется на рис. 11.7, *б*.

Таким образом, сельсины в трансформаторном режиме служат для измерения угла рассогласования между задающим и приемным валами и преобразования его в электрическое напряжсние, пропорциональное синусу этого угла. При малых углах рассогласования sin $\theta \approx \theta$ и, как видно из рис. 11.7, *a*, можно считать, что зависимость $E_{cn} = f(\theta)$ является линейной. Тогда

$$E_{\rm cn} = k_{\rm cn} \,\theta, \tag{11.4}$$

где $k_{cn} = \frac{E_{cn}}{\theta}$ — коэффициент пропорциональности, В/град.

В операционной форме записи уравнение (11.4) имеет вид $E_{\rm cn}(p) = k_{\rm cn}\Theta(p)$, откуда в соответствии с определением передаточной функции

откуда в соответствии с определением передаточной функции имеем

$$K_{\rm cm}(p) = \frac{E_{\rm cm}(p)}{\Theta(p)} = k_{\rm cm},$$
 (11.5)

в с. сельсины, работающие в трансформаторном режиме, по их зинамическим свойствам следует рассматривать как пропорциональное звено с коэффициентом пропорциональности k_{cn} .

Точность сельсинов в трансформаторном режиме. В зависимости от точности измерения угла рассогласования θ сельсины-трансформаторы делят на три класса:

Класс точности	1	2	3
Погрешность измерения, град.	0÷±0,25	± 0,25 ÷ ± 0,5	± 0,5 ÷ ± 0,75

Таким образом, наиболее точные сельсины 1-го класса работают с точностью до $\pm 0,25^{\circ}$. Для увеличения точности измерения угла применяют грубые и точные каналы (рис. 11.8) [7, 43]. 284



Рис. 11.8. Трансформаторная схема сельсинов с грубым и точным каналами

Роторы сельсинов-датчиков грубого (СДГ) и точного (СДІ) каналов связаны редуктором с передаточным числом q = 15-36. Поэтому при углах $\theta \le 1^{\circ}$ на выходе СПГ напряжение составляет доли вольта, а на выходе СПТ — порядка нескольких вольт. При этом в точном канале возникает неоднозначность (многозначность) отсчета угла [6, 7, 33].

11.1.3. Индикаторный режим работы сельсинов

В индикаторном режиме сельсины работают в индукцион ных синхронных передачах, обеспечивающих при малых мо ментах сопротивления на валу сельсина-приемника передачу угла на расстояние. Сельсины-приемники таких передач вы полняют по существу функции индикаторов, отображающих с помощью стрелки, укрепленной на валу, угловое положение вала сельсина-датчика. Поэтому такие передачи называют ин дикаторными. Они широко применяются в РЛС для передачи азимутального положения антенны и воспроизведения его на КП или в кабине оператора.

Электрическая схема индукционной синхронной передачи с контактными сельсинами приведена на рис. 11.9, *а*.



Рис. 11. 9. Схема индукционной синхронной передачи: $a - при \theta = \alpha - \beta = 0; \delta - при \theta = \alpha - \beta \neq 0$

Вал ротора сельсина-датчика сочленен с валом контролирусмого либо задающего устройства, вал сельсина-приемника — с указательной стрелкой. Обмотки одноименных фаз СД и СП соединяются между собой линией связи. Однофазные обмотки (обмотки возбуждения) включаются в общую сеть. Возникаюший в этих обмотках пульсирующий магнитный поток индуцируст в фазных обмотках синхронизации датчика и приемника соответствующие ЭДС:

в датчике	в приемнике
$E_1' = E_m' \cos \alpha;$	$E_1 = E'_m \cos\beta;$
$E_2' = E_m' \cos(\alpha + 120^\circ);$	$E_2 = E'_m \cos(\beta + 120^\circ);$
$E'_3 = E'_m \cos(\alpha - 120^\circ);$	$E_3 = E'_m \cos(\beta - 120^\circ).$

Принимая во внимание допущения, сделанные при рассмотрении работы сельсина-трансформатора, для токов в фазных обмотках сельсина-датчика получим следующие соотношенные

$$I_{1}' = \frac{E_{1}' - E_{1}}{2Z} = \frac{E_{m}'}{2Z} (\cos \alpha - \cos \beta);$$

$$I_{2}' = \frac{E_{2}' - E_{2}}{2Z} = \frac{E_{m}'}{2Z} [\cos(\alpha + 120^{\circ} - \cos(\beta + 120^{\circ})];$$

$$I_{3}' = \frac{E_{3}' - E_{3}}{2Z} = \frac{E_{m}'}{2Z} [\cos(\alpha - 120^{\circ}) - \cos(\beta - 120^{\circ})].$$

Токи в фазах приемника будут соответственно равны по величине и противоположны по знаку, т. е.

$$I_1 = -I'_1; I_2 = -I'_2; I_3 = -I'_3.$$

При одинаковом угловом положении роторов датчика и приемника по отношению к своим статорным обмоткам ($\alpha = \beta$) ЭДС в соответствующих фазовых обмотках сельсином уравновешивают друг друга, так как они равны по величине и действуют встречно. Разностные токи в фазных обмотках СД и СП при этом отсутствуют, и сельсины сохраняют согласованное положение.

Повернем ротор сельсина-датчика на некоторый угол $\alpha \neq \beta$ (рис. 11.8, б). Значения ЭДС, индуцированные в его фазных обмотках, изменятся. Тогда между соответствующими фазами сельсина-датчика и сельсина-приемника возникает разность ЭДС и начинают протекать разностные (уравнительные) токи Разностные токи создают результирующие магнитные потог ки Φ_{pd} и Φ_{pn} в обмотках синхронизации. В результате взаимо действия этих потоков с потоками возбуждения Φ_{B} в каждом из сельсинов создаются вращающие (синхронизирующие) моменты на роторах. Эти моменты в СД и СП направлены на встречу друг другу и стремятся вновь привести роторы сель синов в согласованное положение. Так как положение ротора сельсина-датчика определяется фиксированным положением командного вала, то угол будет отрабатываться только рото ром сельсина-приемника, который поворачивается до тех пор, пока ротор сельсина-приемника не установится в положение, идентичное положению ротора сельсина-датчика. Так как при этом разностные токи станут равны нулю, то синхронизиру ющий момент также станет равным нулю и ротор приемника остановится.

Если до включения питания роторы датчика и приемника находились в произвольном положении, то после включения питания вследствие наличия синхронизирующего момента ротор приемника примет такое же угловое положение, что и ротор датчика. Разность между углами поворота датчика α и приемника β определяет величину ошибки синхронной передачи θ = α – β. Анализ работы индукционной синхронной передачи. Как было

Анализ работы индукционной синхронной передачи. Как было сказано, в результате взаимодействия результирующих магнитных потоков трехфазной обмотки с потоком возбуждения возникает вращающий момент, действующий на роторы датчика и приемника. Величина вращающего момента пропорциональна потоку возбуждения и поперечной составляющей результируюшего магнитного потока трехфазной обмотки.

Определим результирующие поперечные и продольные магнитные потоки трехфазных обмоток в сельсине-датчике и сельсине-приемнике. Для этого воспользуемся методом наложсния. Сложный физический процесс, происходящий в индукционной синхронной передаче (см. рис. 11.9, δ), может быть рассмотрен как результат наложения двух более простых пропессов, происходящих в двух схемах сельсинов, работающих в грансформаторном режиме (рис. 11.10): $a - C\Pi$ работает в режиме CT; $\delta - CД$ работает в режиме CT.

Направления магнитных потоков трехфазных обмоток сельсина-датчика и сельсина-приемника для случая, когда СП работает в трансформаторном режиме (см. п. 11.2), показано на рис. 11.11, *а*. Из рисунка видно, что магнитный поток трехфазной обмотки СД Φ'_{ca} направлен вдоль оси обмотки возбуждения навстречу магнитному потоку возбуждения $\Phi_{вд}$. Магнитный поток Φ_{cn} трехфазной обмотки СП направлен так же, как магнитный поток обмотки возбуждения датчика $\Phi_{вд}$, и составляет с осью первой фазы СП угол 180° – α , отсчитанный от оси первой фазы по направлению вращения часовой стрелки (при этом рогор сельсина-датчика повернут на угол α в положительном направлении, т. е. против вращения часовой стрелки).

Для случая, когда сельсин-датчик работает в трансформаторном режиме (рис. 11.10, δ), функции датчика выполняет сельсин-приемник. Магнитный поток трехфазной обмотки сельсина-приемника Φ'_{cn} (рис. 11.10, δ) направлен навстречу потоку возбуждения $\Phi_{вп}$ независимо от углового положения β рогора (в нашем примере $\beta = 0$). Магнитный поток Φ_{cn} трехфазной



Рис. 11.10. Схема индукционной синхронной передачи: a — отсутствие возбуждения в СП; δ — отсутствие возбуждения в СД

обмотки сельсина-датчика, работающего в трансформаторном режиме, составляет с осью первой фазы датчика угол 180° — β, отсчитанный от оси первой фазы трехфазной обмотки по направлению вращения часовой стрелки.

Для определения результирующих магнитных потоков трем фазных обмоток сельсина-датчика и сельсина-приемника индукционной синхронной передачи при наличии возбужления у каждого из сельсинов совместим векторные диаграммы (рис. 11.11, *a* и рис. 11.11, *b*). После сложения в датчике векторов Φ'_{ca} и Φ_{ca} в приемнике Φ'_{cn} и Φ_{cn} получим векторы результирующих потоков обмоток синхронизации датчика Φ_{pa} и приемника Φ_{pn} (рис. 11.11, *в*). Если спроецировать концы векторов Φ_{pn} в датчике и Φ_{pu} в приемнике на соответствующие продольные *d* и поперечные *q* оси, то получим продольные и поперечные составляющие результирующих потоков: в сельсине-датчике — продольный Φ_{ad} и поперечный Φ_{ag} , а в сельсине-приемнике — Φ_{ad} , и



Рис. 11.11. Диаграммы магнитных потоков: п — козбуждение отсутствует в СП; б — возбуждение отсутствует в СД; в — результирующие потоки в СД и СП

 Φ_{nd} являются «вредными» составляющими, так как они направасны встречно потокам возбуждения Φ_{BR} и Φ_{BR} и уменьшают их всличину. Из анализа работы сельсинов в трансформаторном режиме известно, что

$$\left|\mathbf{\Phi}_{\mathrm{cn}}'\right| = \left|\mathbf{\Phi}_{\mathrm{cn}}\right| = \frac{3}{2}k\frac{E_m'}{2Z},$$

Тогда, как видно из диаграммы, поперечная составляющая результирующего потока приемника без учета знака

$$\left| \Phi_{nq} \right| = \Phi_{cn} \sin \theta = \frac{3}{2} k \frac{E'_m}{2Z} \sin \theta.$$

В датчике аналогично

$$\left| \Phi_{_{\Lambda q}} \right| = \Phi_{_{CA}} \sin \theta = \frac{3}{2} k \frac{E'_{m}}{2Z} \sin \theta.$$

В итоге взаимодействия поперечной составляющей результирующего потока обмотки синхронизации Φ_q с потоком возбуждения $\Phi_{\rm B}$ в сельсинах возникают вращающие (синхронизирующие) моменты, стремящиеся ликвидировать угол рассогласования $\theta = \alpha - \beta$ (в нашем примере $\beta = 0$, следовательно, $\theta = \alpha$). Для определения направления моментов, действующих на роторы СД и СП, заменим потоки Φ_{nq} и Φ_{nq} трехфазных обмоток, расположенных на статорах, эквивалентными постоянными магнитами статоров, а потоки обмоток возбуждения, расположенным на роторы (рис. 11.12). Полюсы магнитов обозначены в соответствии с паправлением векторов потоков Φ_{pq} и Φ_{nq} у СД и Φ_{nq} у СП.



Рис. 11.12. Определение направления синхронизирующих моментов: *а* — в сельсине-датчике; *б* — в сельсине-приемнике

Как видно из рисунков, вращающие моменты у датчика M'_{c} и у приемника M_{c} направлены встречно, т. е. действуют в направлении уменьшения угла рассогласования. Поскольку угловое положение датчика после поворота командного вала на угол α остается фиксированным, то вал СП будет вращаться против часовой стрелки до тех пор, пока $\theta = \alpha - \beta$ не станет равным нулю.

По величине моменты M'_{c} и M_{c} равны между собой и опредеплются выражением

$$M_{\rm c} = \Phi_a \, \Phi_{\rm B} \cos \varphi, \tag{11.6}$$

гле ϕ — угол сдвига по фазе между потоками Φ_q и $\Phi_{
m B}$.

Как видно из графиков (рис. 11.13), при $\varphi = 0$ среднее значеппе синхронизирующего момента имеет положительное значение (+ M_c), при $\varphi = 180^\circ$ — отрицательное (- M_c) и при $\varphi = 90^\circ M_c = \theta$. Если в выражение (11.6) подставить значение Φ_a , то получим



Рис. 11.13. Графики M_c , Φ_u , $\Phi_q = f(t)$ при $\varphi = 0$ (*a*); $\varphi = 180^\circ$ (*b*) и $\varphi = 90^\circ$ (*s*)

Обозначив

$$M_m = \frac{3}{2}k \frac{E_m}{2Z} \Phi_{\rm B} \cos\varphi,$$

иля сельсина-приемника и сельсина-датчика соответственно будем иметь

 $M_{\rm c} = M_m \cos\theta, \quad M_c' = -M_m \sin\theta.$ (11.7)

Таким образом, синхронизирующий момент на валу СП (СД) п функции от угла рассогласования изменяется по синусоидальному закону (рис. 11.14, *a*).

Из графика видно, что роторы СД и СП в точках A и A', соответствующих углам рассогласования $\theta = 0$ и $\theta = 180^{\circ}$, имеют равновесные положения (M'_{c} и M_{c} равны нулю). Равновесное состояние при $\theta = 0$ является устойчивым, при $\theta = 180^{\circ}$ — неустойчивым. Действительно, если заменить потоки трехфазной и однофазной обмоток сельсина эквивалентными постоянными магнитами, то, как видно из рис. 11.15, a, при $\theta = 0$ будет наблюдаться устойчивое равновесие, поскольку разноименные



Рис. 11.14. Закон изменения $M_c(M'_c)$ в функции от θ : *а* — идеальная зависимость $M_c = f(\theta)$; δ — реальная зависимость $M_c = f(\theta)$

полюсы стремятся притягиваться, а после поворота ротора на 180° (рис. 11.15, δ) равновесие станет неустойчивым, поскольку одноименные полюсы отталкиваются. Незначительное отклонение оси ротора от оси полюсов статора приведет к повороту ротора в устойчивое равновесное положение при $\theta = 0$.

У реальных сельсинов зависимости $M_c = f(\theta)$ имеют вид, по казанный на рис. 11.14, б. У сельсинов с явно выраженными по люсами крутизна зависимости $M_c = f(\theta)$ больше (кривая *a*), чем у сельсинов с неявно выраженными полюсами (кривая б). Это объясняется тем, что сельсинам с явно выраженными полюсами «помогает» еще так называемый реактивный момент.



Рис. 11.15. К определению устойчивого и неустойчивого равновесного состояния ротора сельсина: *а* — устойчивое состояние; *б* — неустойчивое состояние

Природа его обусловлена неравномерностью магнитного сопротивления вдоль поперечной и продольной осей явно выраженных полюсов. Из рис. 11.16 видно, что даже при обрыве испи питания обмотки возбуждения СП (на рисунке обмотка возбуждения у СП не показана) ротор сельсина-приемника с явно выраженными полюсами, подобно стрелке в магнитном поле, будет устанавливаться вдоль оси результирующего потока трехфазной обмотки Φ_{pn} .



Рис. 11.16. Образование реактивного момента в СП с явно выраженными полюсами на роторе

При непрерывном плавном вращении ротора датчика, а слеповательно, и вектора потока Φ_{pii} , ротор приемника будет слелить за положением ротора датчика. Величина реактивного момента M_p незначительна, поэтому слежение при обрыве обмотки позбуждения носит «вялый» характер и сопровождается большими ошибками. При включенной же обмотке возбуждения у СП точность слежения у сельсинов с явно выраженными полюсами выше, чем у сельсинов с неявно выраженными полюсами де., больше момента сельсина с неявно выраженными попосами $M_{c,n}$

Крутизна зависимости $M_c = f(\theta)$ (см. рис. 11.14, б) характеризуется так называемым удельным моментом M_y , под которым понимается отношение приращения величины синхронизирующего момента к приращению угла рассогласования

$$M_{\rm y} = \frac{dM_{\rm c}}{d\theta}, \ \frac{{\rm H}\cdot{\rm M}}{{\rm rpag.}}.$$

Его величина обычно приводится в паспортных данных. При малых углах рассогласования, т. е. на линейном участке зависи-

мости, можно считать, что $M_y = M_c / \theta$. Поскольку в статическом режиме момент нагрузки $M_{\rm H}$, приложенный к валу сельсина, уравновешивается синхронизирующим моментом $M_c (M_c = M_n)$, то можно записать, что

$$M_{\rm y} = \frac{M_{\rm H}}{\Theta},$$
 откуда $\Theta = \frac{M_{\rm H}}{M_{\rm y}}.$ (11.8)

Таким образом, если известна величина момента нагрузки на валу СП $M_{\rm H}$, то можно оценить точность отработки угла рассогласования θ . Из выражения (11.8) видно, что чем больше $M_{\rm w}$ тем меньше статическая ошибка при заданном $M_{\rm H}$.

Точность работы индукционной синхронной передачи. Точность работы индукционной синхронной передачи зависит как от класса точности сельсинов, используемых в передаче, так п от ряда эксплуатационных факторов.

Различают три класса точности сельсинов (табл. 11.1).

Tue	C	ельсин-датчик	Сельсин-приемник			
Сельсина	Класс точности	Максимальная ошибка, град.	Класс точности	Максимальная ошибка. град.		
Контактные сельсины		До 0,25 До 0,5 До 1	 	До 0,75 До 1,5 До 2,5		
Бесконтактные сельсины		До 0,35 До 0,5 До 1	 	До 1 До 1,5 До 2,5		

Как видно из таблицы, тот или иной класс точности характеризуется величиной ошибки θ , которая обусловлена производственными погрешностями при изготовлении сельсином. К числу этих погрешностей относятся: дебаланс роторов, неравномерность магнитного сопротивления $R_{\rm M}$ вследствие зубчатого строения ротора и статора, нестабильность момента трения и подшипниках и токосъемнике.

Влияние этих погрешностей проявляется в том, что статическая зависимость $\beta = f(\alpha)$ становится отличной от идеальной прямой (рис. 11.17) на величину θ . Зона нечувствительности реальной зависимости обусловлена наличием момента трения, а волнистость — неравномерностью $R_{\rm M}$. На практике класс точ ности сельсинов определяется опытным путем.

Методика определения класса точности сельсинов-приемников состоит в следующем. Испытываемый СП включают в схему индукпионной синхронной передачи с палонным сельсином-датчиком. Ротор последнего плавно врашают спачала по часовой, а затем против часовой стрелки на 360°. Разность



Рис. 11.17. Зависимость $\beta = f(\alpha)$

между показаниями шкал сельсина-датчика и сельсина-присмника $\alpha - \beta = \theta$ фиксируют через каждые 10° со знаком плюс или минус. Ошибка β , характеризующая класс точности сельсина, определяется как полусумма максимальных абсолютных иначений положительной (при вращении по часовой стрелкс) и отрицательной (при вращении против часовой стрелки) ошибок

$$\theta = \frac{\left|\theta_{1\max}\right| + \left|\theta_{2\max}\right|}{2},\tag{11.9}$$

гас | θ_{1max} | — максимальная ошибка при вращении ротора СД по часовой стрелке;

0 диник — максимальная ошибка при вращении ротора СД против часовой стрелки.

В процессе эксплуатации синхронных передач могут возпикать дополнительные ошибки. Величина дополнительных опшбок зависит от степени отклонения частоты и напряжепия источника питания от номинальных значений, от степсни изменения момента нагрузки на валу СП, от сопротивтения проводов линии связи и т. д. Крайне недопустимые опшбки в отсчетах углов возникают в синхронных передачах при неправильном подключении (после профилактики) коннов обмоток СП пли СД к линии связи и источнику питания. Неправильное подключение или обрыв одного из проводов принято называть типовыми неисправностями синхронных передач. При эксплуатации последних весьма важно уметь по поведению, т. е. по работе синхронной передачи, оценить, какая из неисправностей имеет место.

11.1.4. Дифференциальные сельсины

В тех случаях, когда индукционная синхронная передача пли следящий привод должны отрабатывать угол, равный сумме и пи разности двух задаваемых углов, применяют систему синхронной связи, использующую в качестве одного из элементов *диф ференциальный сельсин*. Конструктивно он аналогичен трехфатному асинхронному двигателю, имеющему на статоре и роторе по три распределенные обмотки, оси которых сдвинуты относи тельно друг друга на 120°. В схемах синхронной связи дифферен циальные сельсины используют как приемники, работающие от двух датчиков, или как вторичные датчики.

На рис. 11.18 приведена схема индикаторной связи, в которой дифференциальный сельсин ДС работает в качестве приемпика от двух датчиков СД₁ и СД₂ [43].

Предположим, что ротор ДС заторможен. Поток обмотии возбуждения датчика СД, наводит ЭДС в фазах обмотки сипуронизации. Под действием этих ЭДС по обмотке синхронизации датчика СД₁ и обмотке статора ДС текут токи, создающие результирующий поток в статоре ДС Φ_{nc} , как в приемнике трансформаторной связи (см. п. 11.3). При повороте ротора СД, на угол θ_1 вектор Φ_{nc} повернется на тот же угол θ_1 относительно с на тора, но в сторону, противоположную направлению, заданному СД₁. Аналогичные процессы происходят в цепи датчика СД и ротора ДС. Поэтому при повороте СД₂ на угол θ_2 , например в ту же сторону, в которую повернут ротор датчика Д₁, вектор резуль тирующего потока Ф_{лсь} в роторе ДС повернется на тот же угод 0 относительно его ротора, но в сторону, противоположную направлению, заданному датчиком СД2. Между осями потоков Ф. и Φ_{ac_n} образуется угол $\theta_2 - \theta_1$ (рис. 11.19, *a*). Если растормозины вал \widetilde{DC} , то ротор его повернется на угол $\theta_2 - \theta_1$ так, чтобы потос ки $\hat{\Phi}_{nc}$ и $\hat{\Phi}_{nc_0}$ совпали по направлению. Если ротор датчика СЛ. повернуть на угол θ₂ в сторону, противоположную направлению поворота ротора датчика СД₁, то вектор потока Ф_{ись} также повер нется в противоположную сторону. При этом магнитные потоки $\dot{\Phi}_{\rm лc}$ и $\dot{\Phi}_{\rm лc_p}$ окажутся сдвинутыми на угол $\theta_2 + \theta_1$ (рис. 11.19, $\dot{\upsilon}$), п результате этого и ротор ДС также повернется на этот же угол.

Таким образом, с помощью ДС суммируются или вычитают ся два угловых перемещения θ_2 и θ_1 .

Основные технические данные сельсинов приведены и табл. 11.2 — 11.6.



Рис. 11.18. Схема индикаторной связи с дифференциальным сельсином



Рис. 11.19. Векторные диаграммы магнитных потоков статора и ротора ДС при отработке: a — разности; δ — суммы углов

Тип сельсина- датчика	Номинальная частота, Г ц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.См	Номинальная частота вращения, об/мин
ДИ-150	500	110	0,29	4,4	47	0,1	300
ДИ-153	500	110	0,29	4,4	47	0,1	300
ДИ-404	50	110	0,42	13	50	0,075	500
ДИ-414	50	110	0,65	20	57	0,30	500
JUN-423	500	110	0,50	20	47	0,30	500
JUN-425	50	55	1,0	18	55	0,75	500

Таблица 11.2. Основные технические данные контактных сельсинов-датчиков сетий ДИ, НД, СС

Окончание в	табл. 11,	
-------------	-----------	--

Тип сельсина- датчика	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Номинальная частота вращения. об ма-
ДИ-454	500	220	0,32	11	58	0,1	500
ДИ-500	50	110	1,0	17	57	0,5	500
ДИ-501	50	110	0,70	15	57	0,5	500
НД-404	50	110	0,28	8	50	0,25	500
НД-414	50	110	0,50	12	55	0,30	500
НД-500	50	127	0,60	12	57	0,9	500
НД-501	50	110	0,70	13	57	0,7	500
CC-405	50	110	0,13	7,5	53	0,3	500
CC-408	50	55	0,70	13,3	45	0,075	500
CC-424	50	55	0,65	20	57	0,75	500

Таблица 11.3. Основные технические данные контактных сельсинов-приемником серий СС, СМС, СМСМ, ДС, НС

Тип сельсина-приемника	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н.см	Удельный статический синхронизирующий момент, Н. см/град.	Номинальная, частота вращения, об⁄мин
CC- 150	500	110	0,19	2,8	47	0,04	1,3	0,011	300
CC-153	500	110	0,19	2,6	47	0,04	1,3	0,011	300
CC-402	50	110	0,38	13	49	0,075	0,22	0,04	500
CC-404	50	110	0,42	13	49	0,075	0,22	0,04	500
CC-405	50	110	0,13	7,5	53	0,3	—	—	500
CC-410	50	55	0,75	13	50	0,075	2,8	0,045	500
CC-454	500	220	0,32	11	58	0,08	1,6	0,03	500

Окончание	табл.	1	1.3
010011 1011010			

Т сельсина-приемника	Номинальная частота. Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н.см	Удельный статический синхронизирующий момент, H. см/град.	Номинальная, частота вращения, об/мин
GC-500	50	110	0,42	16	57	0,22	9,5	0,1	500
CC-501	50	110	0,45	13	55	0,22	18	0,2	500
CMC-1	400	115	—	—	90	—	8	0,06	100-500
CMCM-1	400	115	0,08	1,5	58	—	0,45	0,05	100-500
/IC 500	50	110	0,42	16	57	0,22	9,5	0,1	500
HC-404	50	110	0,28	8,0	50	0,14	5,5	0,1	500
HC-501	50	110	0,75	15	55	0,3 -	26	0.5	500

Таблица 11.4. Основные технические данные бесконтактных сельсинов-датчиков пории БД

Тип сельсина- датчика	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность. Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Номинальная частота вращения, об/мин
БД- 160	400	110	0,4	10	100	0,015	500
6/1-404	400	110	0,45	15	36	0,2	500
6/1-404A	400	110	0,4	12,5	49	0,15	500
БД-404Б	400	110	0,4	12,5	150	0,15	500
БД-500	50	127	0,45	18	55	0,2	500
БД-501	50	110	1,35	29	39	0,5	500
БД-501А	50	110	1,2	27	55	0,35	500
Ы∥ 501 Б	50	110	1,2	27	150	0,35	500

Окончание табл. 112

Тип сельсина- датчика	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Номинальная частота вращения. об`мин
ДИ-454	500	220	0,32	11	58	0,1	500
ДИ-500	50	110	1,0	17	57	0,5	500
ДИ-501	50	110	0,70	15	57	0,5	500
НД-404	50	110	0,28	8	50	0,25	500
НД-414	50	110	0,50	12	55	0,30	500
НД-500	50	127	0,60	12	57	0,9	500
НД-501	50	110	0,70	13	57	0,7	500
CC-405	50	110	0,13	7,5	53	0,3	500
CC-408	50	55	0,70	13,3	45	0,075	500
CC-424	50	55	0,65	20	57	0,75	500

Таблица 11.3. Основные технические данные контактных сельсинов-приемников серий СС, СМС, СМСМ, ДС, НС

Тип сельсина-приемника	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н.см	Удельный статический синхронизирующий момент, H. см/град.	Номинальная, частота вращения. об/мин
CC- 150	500	110	0,19	2,8	47	0,04	1,3	0,011	300
CC-153	500	110	0,19	2,6	47	0,04	1,3	0,011	300
CC-402	50	110	0,38	13	49	0,075	0,22	0,04	500
CC-404	50	110	0,42	13	49	0,075	0,22	0,04	500
CC-405	50	110	0,13	7,5	53	0,3	—	—	500
CC-410	50	55	0,75	13	50	0,075	2,8	0,045	500
CC-454	500	220	0,32	11	58	0,08	1,6	0,03	500

Тип сельсина-приемника	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения. А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н·см	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н.см	Удельный статический синхронизирующий момент, H. см/град.	Номинальная, частота вращения, об/мин
CC-500	50	110	0,42	16	57	0,22	9,5	0,1	500
CC-501	50	110	0,45	13	55	0,22	18	0,2	500
CMC-1	400	115	—	_	90	—	8	0,06	100-500
CMCM-1	400	115	0,08	1,5	58	—	0,45	0,05	100-500
/IC 500	50	110	0,42	16	57	0,22	9,5	0,1	500
HC-404	50	110	0,28	8,0	50	0,14	5,5	0,1	500
HC-501	50	110	0,75	15	55	0,3 -	26	0.5	500

Окончание табл. 11.3

299

Таблица 11.4. Основные технические данные бесконтактных сельсинов-датчиков сприи БД

Тип сельсина- датчика	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н.см	Номинальная частота вращения, об/мин
6Д- 160	400	110	0,4	10	100	0,015	500
БД-404	400	110	0,45	15	36	0,2	500
БД-404А	400	110	0,4	12,5	49	0,15	500
ЬД-404Б	400	110	0,4	12,5	150	0,15	500
БД-500	50	127	0,45	18	55	0,2	500
БД-501	50	110	1,35	29	39	0,5	500
БД-501А	50	110	1,2	27	55	0,35	500
БД-501 Б	50	110	1,2	27	150	0,35	500

Тип сельсина- приемника	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт;	Номинальное вторичное напряжение, В	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н.см	Удельный статический синхронизирующий момент, H.cm/град.	Момент трения, Н.см	Номинальная частота
БС-1	400	45	0,2	-	18	0,22	0,003	0,005	-
БС-2	400	36	0,06	-	10	—	-	0,005	
БС-3	400	36	0,06	-	5	—	-	0,005	-
БС-4	400	45	0,35	-	18	-	Ĵ	0,005	_
5C-121	400	110	0,25	7,5	100	0,6	0,0125	0,009	500
БC-155	50	110	0,15	4,0	95	-	-0	0,01	
БС-404	50	110	0,45	15	36	2,4	0,04	0,2	500
БС-404А	50	110	0,4	12,5	49	2,4	0,045	0,1	500
БС-404Б	50	110	0,4	12,5	150	2,1	0,04	0,1	500
EC 4040	400	110	1,0	19	100	4	0,06	0,1	()
00-40411	500	110	0,8	19		2,8	0,04	0,1	0
БС-405	50	110	0,09	2,0	36	-	-	0,15	-
БС-500	50	127	0,45	18	55	8,0	0,17	0,16	-
БС-501А	50	110	1,2	27	55	18	0,32	0,3	500
БС-501Б	50	110	1,2	27	150	18	0,32	0,3	500
БС-509	50	110	0,6	12,5	95	9,5	0,2	0,3	500
ДБС-500	50	127	0,45	18	55	8,0	0,17	0,18	500
ДБС-501	50 50	110	1,35	29	39	18	0,35	0,5	500

Таблица 11.5. Основные технические данные бесконтактных сельсинов-прием ников серий БС, ДБС

Таблица 11.6. Основные технические данные дифференциальных сельсинов сорий ДИД, НЭД, СДС, СДСМ, ЭД

Тип сельсина	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальное вторичное напря- жение, В	Максимальный синхронизирующий момент, Н·см
ДИД-505	50	57	68	—
ДИД-204	400	100	-	-
НЭД-101	50	50	50	3,6

Імп сельсина	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальное вторичное напря- жение, В	Максимальный синхронизирующий момент, Н·см
НЭД-101Б	50	150	—	3
нэд-10Ш	400	100	—	7,8
НЭД-501	50	57	57	30,6
НЭД-501Б	50	150	—	15
СДС-1	400	90	90	
СДСМ-1	400	58	58	_
ЭД-101	50	50	38	1,92
ЭД501	50	57	52	15
ЭД-501Б	50	39	35,5	9

Окончание табл. 11.6

11.1.5. Магнесины

Магнесины (рис. 11.20) служат для тех же целей, что и сельсины в индикаторных передачах, когда масса и габариты установки должны быть минимальными (бортовые устройства).



Рис. 11.20. Схема магнесинной системы синхронной связи

Па кольцевой сердечник из пермаллоя, являющийся статором, равномерно намотана спиральная обмотка. В середине сердечника помещен цилиндрический постоянный магнит, намагниченный по диаметру. Статорные обмотки магнесинов, питаюнисся от общей сети, имеют по два отвода *1*, *2*, расположенных под углом 120° относительно друг друга и относительно точки / присоединения сети питания.

В магнесине функции обмотки возбуждения выполняет постоянный магнит. Поток возбуждения, замыкающийся по статору.

 $\Phi_c = \Lambda F$,

где $F - M \square C$ постоянного магнита; $\Lambda - магнитная$ проволимость, пропорциональная магнитной проницаемости материала статора.

В магнесинах пульсация магнитного потока происходит и счет периодического изменения магнитной проводимости Λ Изменение Λ происходит из-за следующих причин. При питании обмотки статора магнесина переменным током частоты / п замкнутом кольце статора возникает переменный магнититы поток той же частоты с индукцией *B*, непрерывно изменяющенся от максимального положительного до максимального отрицательного значений (рис. 11.21, *a*).

Пермаллой обладает свойством резко изменять магнитную проницаемость при насышении и, кроме того, имеет узкую петлю магнитного гистерезиса, т. е. обладает практически опнозначной зависимостью между индукцией и напряженностью поля как при увеличении, так и при уменьшении индукции *R*



Рис. 11.21. К пояснению работы магнесина



Рис. 11.22. К пояснению работы магне синной синхронной связи

Поэтому магнитная проницаемость μ , а следовательно, и магпитная проводимость Λ статорного кольца дважды за один период изменения индукции *В* достигают своих наибольших и панменьших значений (рис. 11.21, δ). Аналогично изменяется и магнитный поток статора Φ_c (рис. 11.21, s). Флюктуации потока Φ_c вызовут появление в статорной обмотке ЭДС e_c , имеющей пюйную частоту 2*f* по сравнению с частотой сети (рис. 11.21, *г*).

При нейтральном положении магнесинов датчика (МД) и приемника (МП), как показано на рис. 11.20, ЭДС в эквиваленпых частях обмоток МД и МП равны по значению ($E_1 = E'_1$ и $I_2 = E'_2$) и обратны по направлению и потому уравновешиваюття; токи в линии связи отсутствуют.

Если повернуть магнит (ротор) МД на какой-то угол грис. 11.22), то равновесие между ЭДС нарушится. По линиям гвязи потечет ток двойной частоты, создавая МДС и синхронишрующий момент, который обеспечит поворот ротора МП на гот же угол.

Магнесин, как и сельсин, обладает свойством самосинхроникщии в пределах одного оборота, так как его ротор поляризован.

11.2. Вращающиеся (поворотные) трансформаторы

11.2.1. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

Принцип действия врашающихся трансформаторов подобно обычным трансформаторам основан на законе электромагнитной индукции. Особенность их состоит в том, что напряжение вторичной обмотки зависит не только от коэффициента трансформации $k_{\rm rp} = w_2/w_1$, но и от углового положения продольной оси этой обмотки d_2 (рис. 11.23), относительно продольной оси первичной обмотки d_1 , т. е.

$$U_2 = k_{\rm TD} U_1 \cos \alpha. \tag{11.10}$$

Для удобства изменения угла α вращающиеся трансформаторы (BT) имеют конструктивное исполнение, аналогичное сельсинам с неявно выраженными полюсами. Обычно на статоре (рис. 11.24, *a*) укладываются две одинаковые первичные взаимно перпендикулярные C₁ — C₂ и C₃ — C₄ обмотки, а на роторе — две вторичные P₁ — P₂ и P₃ — P₄, также взаимно перпендикулярные



Рис. 11.23. Взаимное расположение обмоток трансформатора



Рис. 11.24. Электрическая схема вращающегося трансформатора: *а* — изображение электрической схемы ВТ по ГОСТ; *б* — с первичным и вторичным симметрированием; *в* — векторная диаграмма потоков без симметрирования В1

обмотки. Это позволяет получать одновременно два выходных напряжения, пропорциональных синусу и косинусу угла поворота ротора. Первичное напряжение U_1 ~ (напряжение возбуж дения) подводится к одной из статорных обмоток $C_1 - C_2$ или к $C_3 - C_4$. Вторая свободная обмотка используется для компенса щии искажений. Если напряжение возбуждения U_{1-} подвести к обмотке $C_1 - C_2$, то в обмотке $P_1 - P_2$, ось которой в исходном положении параллельна оси обмотки возбуждения, будем иметь (рис.11.24, δ)

$$U_{\rm 2c} = k_{\rm Tp} U_{\rm 1} \cos\alpha, \qquad (11.11)$$

а в обмотке P₃ — P₄, ось которой в исходном положении перпеншкулярна оси обмотки возбуждения, получим

$$U_{2s} = k_{\rm Tp} U_1 \sin \alpha, \qquad (11.12)$$

где *α* — угол поворота ротора.

В соответствии с законом изменения вторичных напряжений и функции от угла поворота ротора обмотку P₁ — P₂ называют косинусной, а P₃ — P₄ — синусной.

Приведенные выражения справедливы для случая работы ВТ в режиме холостого хода. При работе под нагрузкой зависимости $U_{2c} = f(\alpha)$ и $U_{2s} = f(\alpha)$ искажаются.

Действительно, если, например, к синусной обмотке $P_3 - P_4$ подключить сопротивление нагрузки $Z_{\rm H}$, то по обмотке потечет ток

$$I_{2s} = \frac{U_{2s}}{Z_{\rm H} + Z_{\rm oGM}}.$$

Последний при ненасыщенном магнитопроводе создает поток реакции

$$\Phi_{2s} = kI_{2s} = k \frac{U_{2s}}{Z_{\rm H} + Z_{\rm obm}} = k \frac{k_{\rm Tp}U_{\rm I}}{Z_{\rm H} + Z_{\rm obm}} \sin\alpha = k' \sin\alpha, \quad (11.13)$$

который можно разложить на продольную Φ_{d2s} и поперечную Φ_{q2s} составляющие относительно неподвижной оси обмотки позбуждения (рис. 11.24, e).

Как видно из диаграммы, продольная составляющая

 $\Phi_{d2s} = \Phi_{2s} \sin \alpha = k' \sin^2 \alpha$ (11.14) направлена встречно потоку возбуждения $\Phi_{\rm B}$ и стремится его уменьшить. При этом происходит увеличение потребления тока из сети первичной обмоткой, это ведет к увеличению потока $\Phi_{\rm B}$ на величину, компенсирующую продольную составляющую Φ_{d2s} , поэтому можно считать, что величина $\Phi_{\rm B}$ остается неизменной.

Поперечная же составляющая

 $\Phi_{q^{2s}} = \Phi_{2s}\cos\alpha = k'\sin\alpha\cos\alpha$ (11.15) остается нескомпенсированной и индуцирует в обмотке $P_3 - P_4$ напряжение

$$U_{q} = U_{q\max} \cos \alpha = 4,44 \, f w_{s} \, \Phi_{q2s} \cos \alpha = 4,44 \, f w_{s} \, \Phi_{2s} \cos^{2} \alpha =$$

= 4.44 $f w_{s} \, \frac{k}{m_{s} m_{s} m_{s}} U_{s} \cos^{2} \alpha = k'' U_{s} \cos^{2} \alpha = (11,11)$

$$= 4,44 f w_s \frac{1}{Z_H + Z_{o6M}} U_{2s} \cos^2 \alpha = k'' U_{2s} \cos^2 \alpha.$$
 (11.16)

Таким образом, при работе ВТ под нагрузкой напряжение U_{14} на выходе обмотки $P_3 - P_4$ будет состоять из двух составляющих: напряжения холостого хода $U_{2s xx}$ и напряжения U_q , обусловленного реакцией вторичной обмотки. Поскольку U_q находится почти в противофазе с $U_{2s xx}$, то с достаточной степенью точности можно записать

 $U_{2s} = U_{2sxx} - U_q = k_{rp} U_1 \sin \alpha - k'' U_{2s} \cos^2 \alpha$, откуда

$$U_{2s} = k_{\rm rp} U_1 \frac{\sin \alpha}{1 + k'' \cos^2 \alpha},$$
 (11.17)

т. е. синусоидальная зависимость $U_{2s} = f(\alpha)$ нарушается.

Аналогично можно показать, что для косинусной обмотки P₁ — P₂ при работе ВТ под нагрузкой

$$U_{2c} = k_{\rm TP} U_1 \frac{\cos \alpha}{1 + k'' \sin^2 \alpha}.$$
 (11.18)

Для компенсации искажений прибегают к первичному, вто ричному или одновременно к тому и другому симметрированию. При первичном симметрировании используют свободную статорную обмотку (в нашем примере обмотку $C_3 - C_4$). Для этого к зажимам $C_3 - C_4$ подключают сопротивление компенсации Z_k . Поскольку ось этой обмотки параллельна оси потока Φ_{q2s} , то в ней будет индуцироваться максимальная ЭДС от этого потока, а следовательно, протекать ток и создаваться поток компенсации Φ_k , направленный встречно потоку Φ_{q2s} . При соответствующем подборе Z_k эти потоки по абсолютной величине становятся равными и взаимно компенсируются. При этом напряжение на выходе нагруженного ВТ (зажимы $P_3 - P_4$) при повороте ротора будет изменяться по синусоидальному закопу, т. е. в соответствии с выражением (11.10).

При вторичном симметрировании используется свободная вторичная (роторная) обмотка (в нашем примере косинустая $P_1 - P_2$).

Если подключить к зажимам $P_1 - P_2$ сопротивление компенсации $Z'_{\kappa} = Z_{\mu}$ (пунктир на рис. 11.24, δ), то в результате протекания тока I_{2c} , помимо потока Φ_{2s} , обусловленного током нагрузки I_{2s} , возникнет и поток

$$\Phi_{2c} = kI_{2c} = k\frac{U_{2c}}{Z'_{\kappa} + Z_{o6M}} = k\frac{k_{rp}U_1}{Z'_{\kappa} + Z_{o6M}}\cos\alpha = k'\cos\alpha.$$
(11.19)

Продольная Φ_{d2c} и поперечная Φ_{q2c} составляющие (рис. 11.25) гоответственно будут равны:

$$\Phi_{d2c} = \Phi_{2c} \cos \alpha = k' \cos^2 \alpha; \ \Phi_{g2c} = \Phi_{2c} \sin \alpha = k' \sin \alpha \cos \alpha. \ (11.20)$$

Как видно из диаграммы, составляющие Φ_{q2c} и Φ_{q2s} направясны встречно, а поскольку при $Z'_{\kappa} = Z_{\mu}$ они равны, то

$$\Phi_{pq} = \Phi_{q2c} - \Phi_{q2s} = k'(\sin\alpha\cos\alpha - \sin\alpha\cos\alpha) = 0, \quad (11.21)$$

т. с. также достигается полная компенсация реакции выходной обмотки.

Заметим, что Z'_{κ} может быть не только компенсационным, но и полезным сопротивлением нагрузки, т. е. с выхода ВТ однопременно можно снимать на нагрузку два напряжения:

$$U_{2s} = k_{\rm rp} U_1 \sin \alpha; \quad U_{2c} = k_{\rm rp} U_1 \cos \alpha.$$
 (11.22)

В случае неравенства входных сопротивлений потребителей, подключенных к обмоткам P₁ — P₂ и P₃ — P₄, очевидно, что ре-

ультирующий поперечный поток Φ_{pq} не будет равен нулю. Тогда для его компенсации используют свободную статорную обмотку, как было показано выше.

Если ВТ используется в схемах автоманики для получения напряжений, пропорциональных sin α и cos α, то их называют синусно-косинусными вращающимися грансформаторами (СКВТ). Кроме того, в кависимости от назначения и схемы включения ВТ могут применяться в качестве масштабных вращающихся трансформаторов (МВТ), линейных вращающихся транс-



Рис. 11.25. Векторная диаграмма потоков ВТ при вторичном симметрировании

форматоров (ЛВТ) и построительных вращающихся трансформаторов (ПВТ).

Основные технические данные синусно-косинусных врапыющихся трансформаторов приведены в табл. 11.7 — 11.9.

Таблица 11.7. Основные технические данные синусно-косинусных вращающихся трансформаторов серии МВТ

Тип трансформатора	Номинальное напряжение, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Выходное сопротивление холостого хода, Ом	Статический момент трения, Н-см	Номинальная частота вращения ротора, об/мин	Материа л магнитопровода
8MBT-10П	50	400 ±20	0,56	800	0,8	60	Пермаллои
15MBT-10П	50	400 ±20	1,0	1500	0,8	60	Пермаллои
30МВТ-5П	50	400 ±20	0,56	3000	0,8	60	Пермаллои
20MBT-10П	50	400 ±20	1,0	2000	0,8	60	Пермаллои

Таблица 11.8. Основные технические данные синусно-косинусных вращающихся транформаторов серий СК-БГ, СК-МГ

Тип трансфор- матора	Номиналь- ное напря- жение, В	Номиналь- ная часто- та, Гц	Козффи- циент трансфор- мации	Статический момент тре- ния, Н·см	Угол поворота, град	Полное входное со- противлению холостого хода, Ом
СК-БГ	110	50	0,733	8,5	Неограни-	310
СК-МГ	10	50	0,733	2,0	ченный	310

Таблица 11.9. Основные технические данные синусно-косинусных вращающихси трансформаторов серии СКВТ

Тип трансформатора	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Полное входное сопротивление холостого хода при частоте 50 Гц, Ом	Угол поворота, град.	Материал магнитопровода
И6.713.009	110 или 220	427-500	0,564	700	Неограниченный	Пермаллои
И6.713.010	110	427-500	0,564	270	Неограниченный	Пермаллои
И6.713.011	110	427-500	0,75	270	Неограниченный	Пермаллои
И6.713.012	110 или 220	427500	0,96	3000	Неограниченный	Пермаллои

Окончание табл. 11.9

Тип трансформатора	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Полное входное сопротивление холостого хода при частоте 50 Гц, Ом	Угол поворота, град.	Материал магнитопровода
И6.713.015	110 или 220	427–500	0,96	3100	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.016	110 или 220	427-500	0,565	700	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.017	110 или 220	427–500	0,565	950	Неограниченный	Сталь Э4
И6.713.018	110 или 220	427–500	0,565	1000	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.020	110	427–500	0,565	270	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.021	110 или 220	427–500	0,96	1100	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.030	110 или 220	427–500	0,54	4100	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.031	110 или 220	427-500	0,96	4100	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.033	110 или 220	427-500	0,565	1000	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.034	110 или 220	427-500	0,54	4100	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.035	110 или 220	427-500	0,96	4100	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.043	110 или 220	427–500	0,95	950	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.044	110 или 220	427-500	0,102	950	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.047	110 или 220	427-500	0,96	700	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.048	110 или 220	427-500	0,95	700	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.049	110 или 220	427-500	0,565	950	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.050	110 или 220	427-500	0,565	950	Неограниченный	Сталь Э4
И6.713.204	110	427-500	0,565	480	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.205	110 или 220	427-500	0,95	1000	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.206	110 или 220	427-500	0,95	1000	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.229	110	427-500	0,565	440	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.254	110	427-500	0,565	480	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.255	110 или 220	427–500	0,95	1000	Ограничен ±360	Пермаллой
И6.713.557	110	427-500	0,575	800	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.558	60	427-500	0,104	850	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.559	60	427-500	0,575	850	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.597	110	427-500	0,575	800	Неограниченный	Пермаллой

Погрешности вращающихся трансформаторов. Погрешностями ВТ называют величины, характеризующие точность отображения функциональной зависимости, вырабатываемой в том или ином режиме его работы. Погрешности ВТ можно разбить на две группы:

1) систематические, характерные для данного типа ВТ и обусловленные принципом работы, выбранной конструкциси. применяемыми материалами, технологией производства, условиями эксплуатации (несущественно изменяются от образна к образцу);

2) случайные, зависящие от технологического разброса свойств применяемых материалов, стабильности технологии, состояния и качества пооперационного контроля в процессе и готовления изделий. В некоторых случаях эти погрешности зависят от принятой методики экспериментальных испытаний ВТ

Анализ статистических закономерностей распределения случайных погрешностей позволяет выяснить наиболее слабые стороны конструкции и технологии производства ВТ.

При исследовании ВТ как электрической машины большое значение имеет анализ физической природы его погрешностен, позволяющий по допустимому значению ошибок ВТ определить требования к его конструкции и технологии производства.

В зависимости от физической природы погрешности ВТ полразделяют на четыре группы:

1) погрешности, вытекающие из принципа работы, н. 🗉 погрешности идеализированного ВТ, используемого в этом или другом режиме работы. Для СКВТ - это погрешности из-за неточности симметрирования, для ЛВТ- погрешности, вызванные отклонением зависимости

 $f(\alpha) = \sin \alpha / (1 + k \cos \alpha)$

от линейной [см. (10.11)];

2) погрешности из-за конструктивных ограничений BT как электрической машины. Сюда относят погрешности В1 вследствие несинусоидального распределения обмоток; изменения магнитной проводимости воздушного зазора из-за на личия пазов, а также нелинейности кривой намагничивания и гистерезиса;

3) погрешности, вызванные неточностью изготовления. К таким погрешностям относят эксцентриситет расточек статора н ротора ВТ, асимметрию магнитопровода, магнитное биение ротора и неточность скоса паза;

4) погрешности, определяемые условиями работы ВТ. Здесь прежде всего необходимо отметить погрешности вследствие и менения температуры окружающей среды, напряжения и часто

пы сети. Иногда их называют дополнительными погрешностями

в отличие от первых трех, которые считают основными. Различные погрешности ВТ часто связаны между собой и ыже обусловливают друг друга. Поэтому их точность на практис оценивают по следующим показателям:

1) максимальной погрешности отображения синусной завиимости (для СКВТ), определяемой в процентах от максималь-ного выходного напряжения (0,005–0,2%);

2) максимальной погрешности отображения линейной завиимости (для ЛВТ), вычисляемой в процентах от максимальною выходного напряжения (0,05-0,2%);

3) максимальной асимметрии нулевых точек (для СКВТ), определяемой следующим образом. ВТ возбуждается (попере-менно) с помощью главной и вспомогательной обмоток статора. При этом находят углы α, при которых ЭДС обмоток стато-равны нулю (или минимальны). При максимальном отклонении пих углов от углов, кратных 90°, получают ошибку асимметрии в пределах 10′′ – 6′40′′;

4) максимальной остаточной ЭДС, рассчитываемой в процентах и максимальной ЭДС соответствующей обмотки (0,003–0,1%);
5) максимальной ЭДС квадратурной обмотки, получаемой в процентах от максимального напряжения питания (0,04–1,2%);
6) максимальной разности коэффициентов трансформации

(0,005-0.2%).

В зависимости от значения перечисленных показателей ВТ имсют шесть классов точности.

11.2.2. Индукционные редуктосины

Большое число различных модификаций ВТ с электрической редукцией можно получить, используя зубцовые гармо-ники поля при различных числах зубцов на статоре и роторе (рис. 11.26, а). Зубчатость статора и ротора, вызывая изменения магнитного сопротивления, приводит к пульсациям магнитного потока машины, в результате этого в ее обмотках наводятся ЭДС повышенной частоты, получившие название зубцовых гармо-ник. Отличительная особенность таких ВТ состоит в том, что обмотка возбуждения и вторичные обмотки (синусная и косинусная) расположены на статоре (рис. 11.26, а). Ротор же обмоток не имеет и представляет собой зубчатое колесо. При вращении ротора взаимоиндуктивность между обмотками статора изменяется с периодичностью, кратной числу зубцов ротора. Такие ВТ называют индукционными редуктосинами. Принципиальнов схема двухфазного индукционного редуктосина приведена на рис. 11.26, б.



Рис. 11.26. Двухфазный индукционный редуктосин: a - пример конструкции; $\delta -$ электрическая схема

На статоре размещены первичная обмотка *1* и две вторичных *A* и *B*, образующие двухфазную систему. Отношение чистла зубцов статора и ротора составляет 4:3. При повороте ротора происходит изменение магнитной проводимости воздушного зазора между зубцами статора и ротора и во вторичных дифференциальных обмотках наводятся два напряжения, сдвинутые на 90 эл. град., изменяющиеся от угла поворота ротора.

Принцип работы индукционного редуктосина удобнее объяснить, исходя из того, что при заданных габаритах ВТ наибольшее значение коэффициента электрической редукции можно получить, используя зубцовые гармоники поля. Коэффициент электрической редукции

$$k_{\rm p} = \alpha_{\rm c}/\alpha_{\rm p} = \omega_{\rm c}/\omega_{\rm p} = z_{\rm p}/(z_{\rm p} - z_{\rm c}),$$

где α_c — угол поворота поля статора; α_p — угол поворота ротора. ω_c — угловая скорость поля статора; ω_p — угловая скорость ротора; z_p — число зубцов ротора; z_c — число зубцов статора.

На рис. 11.27 представлена упрощенная (с минимальным числом зубцов ротора и статора) схема двухфазного индукционного редуктосина. Статор имеет четыре выступа (зубца), на которых расположена обмотка w_1 , образующая четырехполюсную систему возбуждения. На статоре же уложены вторичные синусная w_1 и косинусная w_B обмотки, которые охватывают по два полюса и являются двухполюсными. Внутри размещают ротор с тремя выступами (зубцами) без обмотки.



Рис. 11.27. Упрошенная схема конструкции двухфазного индукционного редуктосина

Из-за зубчатости ротора (в данном случае $z_p = 3$) между обмотками возникает взаимоиндуктивность, которая изменяется от угла поворота ротора от максимального до нулевого значения с периодичностью, кратной числу зубцов на роторе.

На рис. 11.28, a-e показаны угловые положения ротора, позволяющие проследить работу редуктосина. В положениях *а* и *в* максимально потокосцепление между обмоткой возбуждения и синусной обмоткой *A*, а в положениях *б* и *e* — с косинусной обмоткой *B* (см. пунктирные контуры магнитных потоков).

Выбором ширины зубцов статора и ротора, а также скосом паза можно сделать зависимость коэффициента взаимоиндукции между обмотками и углом поворота ротора близкой к синусоидальной.

Скосом пазов называют такую сборку пакета якоря, при которой каждый лист сдвигается веерообразно относительно предыдущего так, чтобы последний лист пакета якоря оказался сдвинутым относительно первого на один зубцовый шаг. Для анализа возможных соотношений числа пазов и пар полюсов в индукционном редуктосине используют метод гармонических проводимостей.

Обычно индукционные редуктосины выполняют в виде плоских электрических машин с относительно большим числом пар полюсов вторичной обмотки (p = 10-20), что позволяет получить достаточно высокий коэффициент электрической редукции. Вторичные обмотки редуктосина могут быть размешены на тех же полюсах, что и обмотка возбуждения.

Каждая фаза вторичной обмотки образована двумя диаметрально расположенными и согласно соединенными катушками. На ос-


Рис. 11.28. К принципу действия двухфазного индукционного редуктосина

новании схемы конструкции и характера магнитного поля можно показать, что при повороте ротора на угол 360° выходные напряжения изменяются с периодом, кратным числу зубцов на роторе. Фазы напряжений сдвинуты в пространстве на 90 эл. град.

Учитывая только первые гармоники магнитной проводимости (при этом собственные индуктивности обмоток постоянны, а взаимная индуктивность между первичной и вторичной обмотками изменяется с периодом, кратным числу зубцов на роторе), составим уравнения для ЭДС.

При
$$z_p = 3$$

 $\int \dot{I}_1(Z_1 + jx_{01}) + j\dot{I}_a x_m \cos 3\alpha + j\dot{I}_b x_m \sin 3\alpha = \dot{U}_1;$
 $\dot{I}_a(Z_a + jx_{02}) + j\dot{I}_1 x_m \cos 3\alpha = 0;$ (11.23)
 $\dot{I}_b(Z_b + jx_{02}) + j\dot{I}_1 x_m \sin 3\alpha = 0,$

гле $Z_1 = r_1 + jx_1$ — собственное сопротивление обмотки возбужасния; x_{01} — индуктивное сопротивление намагничивания обмотки возбуждения; x_{02} — индуктивное сопротивление намагничивания вторичных обмоток; x_m — индуктивное сопротивление в наимоиндукции; $Z_a = r_a + jx_a$; $Z_b = r_b + jx_b$ — сопротивления вторичных обмоток, включая сопротивление нагрузки.

Считая, что выполнено условие вторичного симметрирования $Z_a = Z_b$, используя (10.12), находят выражения для токов во пторичных обмотках:

$$\dot{I}_{a} = \dot{U}_{1} \frac{jx_{m} \cos 3\alpha}{(Z_{1} + jx_{01})(Z_{a} + jx_{02}) + x_{m}^{2}};$$

$$\dot{I}_{b} = \dot{U}_{1} \frac{jx_{m} \sin 3\alpha}{(Z_{1} + jx_{01})(Z_{b} + jx_{02}) + x_{m}^{2}}.$$
(11.24)

11.2.3. Поворотные индуктосины

Поворотный индуктосин представляет собой плоскую электрическую машину, основными элементами которой являются два изоляционных диска с нанесенными на них печатными обмотками. Диски расположены соосно параллельно и могут поворачиваться относительно друг друга на измеряемый угол. Магнитопровода индуктосин не имеет, его обмотки представляют собой радиальные токопроводящие пластины, сослиненные поочередно у центра диска и на его периферии. Простейшей формой обмотки является такая, которая распотожена по всему диску и имеет разрыв для подвода тока или снятия ЭДС.

Двухфазную обмотку выполняют в виде нескольких секционированных обмоток, сдвинутых относительно друг друга на 90 эл. град. Наибольшее распространение получил повюротный индуктосин, у которого статор (неподвижный диск) состоит из двух многополюсных секционированных фазных об моток, а ротор — из одной многополюсной обмотки. Обмотки статора сдвинуты относительно друг друга на половину полюсного деления ротора. На рис. 11.29 показан общий вид обмоток поворотного индуктосина.



Рис. 11.29. Общий вид обмоток поворотного индуктосина: $a - обмотка ротора; \delta - обмотка статора$

Для получения симметричных обмоток число печатных проводников на роторе и в секции статора должно быть четным Число проводников в обмотках индуктосина зависит от числа пар полюсов, которые выбирают кратными $10 \cdot 2^k$ (k = 1; 2; 3; ...) и 180 в зависимости от способа применения индуктосина. Сп нусоидальной зависимости коэффициента взаимоиндукции достигают путем выбора определенного отношения ширины проводника к полюсному делению, скоса проводников и сокра щения шага обмотки статора относительно обмотки ротора Частота напряжения питания индуктосина 10-100 кГц; при этом коэффициент передачи напряжения составляет 0,005-0,01. Применение более высоких частот вызывает неравномерное распределение токов в проводниках и увеличивает влияние емп костных связей между обмотками, что снижает точность рабо ты индуктосина. Обмотки индуктосина на указанных частотах имеют практически только активное сопротивление, которос составляет несколько омов.

Таким образом, поворотный индуктосин по своим электромагнитным связям эквивалентен ВТ с сосредоточен

пыми обмотками, имеющему одну обмотку на роторе и синусную и косинусную обмотки на статоре.

Возможны различные режимы работы индуктосинов. При питании обмоток статора переменным током в роторе индуктосина наводится ЭДС, амплитуда и фаза которой являются функциями угла поворота ротора. В зависимости от способа питания обмоток статора различают два режима работы интуктосина.

При питании обмоток напряжениями, амплитуды которых именяются по синусоидальному и косинусоидальному законам, а фазы совпадают, индуктосин работает в режиме пульсирующего поля, а изменение угла производят при нулевом напряаснии на выходе индуктосина (рис. 11.30). Этот режим работы индуктосина называют *амплитудным*, он аналогичен работе BT в режиме построителя и отличается от него наличием электромагнитной редукции [43].

При питании обмоток статора напряжениями равной амплитуды, но сдвинутыми по фазе на 90°, индуктосин работает в рекиме кругового вращающегося поля, а измерение угла сводится к измерению фазы напряжения на однофазной обмотке индуктосина (рис. 11.31). При *фазовом* режиме работы индуктосин представляет собой многополюсный индукционный фазоврашатель, отличающийся от обычного ВТ в режиме фазовращатетя наличием электромагнитной редукции.



Рис. 11.30. Структурная схема слетящей системы с индуктосином в амплитудном режиме

Рис. 11.31. Структурная схема следящей системы с индуктосином в фазовом режиме

В качестве примера использования указанных режимов рассмотрим индикаторную следящую систему. На рис. 11.30 и 11.31 показаны структурные схемы следящих систем с индуктосинами в амплитудном и фазовом режимах. При амплитудном режиме работы индуктосина (рис. 11.30) питание схемы произволит ся от генератора 1, напряжение которого подводится на двух полюсный вращающийся трансформатор 2. Напряжения ВТ пропорциональные синусу и косинусу угла поворота, поступают через усилители 3 и 4 (или без них) на обмотки статора инлук тосина 5. Напряжение с ротора индуктосина через усилитель 6подается на вход фазочувствительного выпрямителя, опорное напряжение которого задается генератором 1. Выходной сиг нал с выпрямителя поступает на силовой усилитель 8 и датее на управляемый двигатель 9, который через механический ре дуктор поворачивает ротор ВТ до тех пор, пока сигнал рассо гласования не станет равным нулю.

При фазовом режиме (рис. 11.31) работа системы происхолит следующим образом. Напряжение генератора 1 со сдвигом по фазе на 90° через фазорасщепитель 2 и усилители 3 и 4 подастся на статорные обмотки индуктосина 5. Напряжение с выхола индуктосина через усилитель 6 и фазовращатель 7 поступает на вход фазочувствительного выпрямителя 8, опорное напряжение которого задается генератором 1. Следящая система, состоянам из силового усилителя 9 и двигателя с редуктором 10, путем по ворота ротора фазовращателя 7 сводит к нулю появившийся на выходе фазочувствительного выпрямителя сигнал рассогласования. При повороте индуктосина на угол α ротор фазовращателя повернется на угол $p\alpha$, где p — число пар полюсов индуктосина Если снабдить фазовращатель шкальным устройством, то можно произвести отсчет угла поворота ротора индуктосина с высот кой точностью.

Поворот ротора двухполюсного ВТ, как и при фазовом режиме, равен $p\alpha$. Оба режима работы можно также использовать при разработке синхронных следящих систем с каналами грубого и точного отсчета (рис. 11.32). В канале грубого отсчета применены сельсины в трансформаторном режиме, а в канале точного отсчета — поворотные индуктосины с равным числом пар полюсов.

Индуктосины применяют в прецизионных преобразователях «код — угол» и «угол — код». При этом в первом преобразован теле используют амплитудный, а во втором — фазовый режимы работы.

Схема электромагнитных связей обмоток индуктосина изоб ражена на рис. 11.33.

318



Гис. 11.32. Принципиальная схема следящей системы с каналами грубого и точного отсчета



Рис. 11.33. Схема электромагнитных связей обмоток индуктосина

Этой схеме соответствует система уравнений

$$\dot{U}_{1} = \dot{I}_{1}Z_{1} + j\omega M_{12}\dot{I}_{1} + j\omega M_{13}\dot{I}_{1};$$

$$\dot{U}_{2} = \dot{I}_{2}Z_{2} + j\omega M_{21}\dot{I}_{2} + jM_{23}\dot{I}_{2};$$

$$0 = \dot{I}_{3}Z_{3} + j\omega M_{31}\dot{I}_{3} + j\omega M_{32}\dot{I}_{3}.$$

(11.25)

Решая эту систему относительно тока ротора I_3 , получаем

$$I_{1} = \frac{1}{\Delta} [\dot{U}_{1}(j\omega M_{12}j\omega M_{23} - Z_{2}j\omega M_{13}) - \dot{U}_{2}(Z_{1}j\omega M_{23} - j\omega M_{12}j\omega M_{13}), (11.26)$$

где Δ — определитель системы уравнений (11.25).

Для точной работы индуктосина в амплитудном и фазовом режимах необходимо выполнить следующие условия: $Z_1 = Z_2$ / (равенство сопротивлений фаз статора); $M_{12} = 0$ (отсутствие вы имоиндуктивности между обмотками статора); $M_{13} = -M \sin pa_2$ $M_{23} = M \cos p\alpha$ (изменение взаимоиндуктивности между обмот ками статора и ротора по синусоидальному (косинусоидальному) закону в зависимости от угла поворота ротора в электричсских градусах). При этом из выражения (11.26) находим:

для амплитудного режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U}\cos\Psi; \quad \dot{U}_2 = \dot{U}\cos\Psi; \quad \dot{I}_3 = \frac{j\omega MU}{ZZ_3 + \omega^2 M^2}\sin(p\alpha - \Psi);$$

для фазового режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U}; \quad \dot{U}_2 = j\dot{U}; \quad \dot{I}_3 = \frac{j\omega MU}{ZZ_3 + \omega^2 M^2} e^{j\rho\alpha}.$$

Ошибки в работе индуктосина возникают в результате следующих причин: неравенства амплитуд полей обмоток статора, неточности фазовых сдвигов питающих напряжений; электромагнитной и емкостной связей между обмотками статора; наличия высших гармоник в коэффициенте взаимоиндукции обмоток статора и ротора. Эти ошибки могут быть проанализированы с помощью выражения (11.27).

Контрольные вопросы

1. Поясните назначение, устройство и принцип действия контактных в бесконтактных сельсинов.

2. Изложите работу сельсинов в трансформаторном режиме по векторным диаграмм магнитных потоков.

3. Запишите математическое выражение мгновенного значения напряжения на выходе сельсина-приемника.

4. Запишите уравнение динамики и передаточную функцию сельсинов в трансформаторном режиме.

5. Перечислите классы точности сельсинов в трансформаторном режимс

 Поясните назначение и принцип работы сельсинов в индикаторном режиме.

7. Проведите анализ работы индукционной синхронной передачи по принципиальной схеме и векторным диаграммам магнитных потоков.

8. Поясните математически и графически законы изменения синхропп зирующих моментов в сельсине-датчике и сельсине-приемнике.

9. Назовите порядок оценки точности индукционной синхронной передачи.

10. Изложите назначение, устройство, схему, принцип действия дифференциальных сельсинов и векторные диаграммы магнитных потоков ДС.

 Поясните назначение, устройство, схему и принцип действия магнеспиной синхронной связи.

12. Покажите устройство, схему и поясните принцип действия вращаюпихся (поворотных) трансформаторов.

13. Поясните назначение, устройство, принцип действия по схеме синуспо косинусного вращающегося трансформатора и законы изменения выходных напряжений.

14. Оцените влияние подключения нагрузки к СКВТ на закон изменения выходных напряжений.

15. Обоснуйте физическую сущность первичного и вторичного симметрирования.

16. Покажите физическую природу погрешностей врашающихся трансформаторов.

17. Поясните назначение, конструкцию и принцип работы индукционного редуктосина.

18. Изложите назначение и принцип работы поворотных индуктосинов.

19. Изобразите структурные схемы режимов работы индуктосинов.

20. Обоснуйте способы повышения точности поворотных индуктосинов.

Для точной работы индуктосина в амплитудном и фазовом режимах необходимо выполнить следующие условия: $Z_1 = Z_1$ (равенство сопротивлений фаз статора); $M_{12} = 0$ (отсутствие выпимоиидуктивности между обмотками статора); $M_{13} = -M \sin parmulation M_{23} = M \cos pa$ (изменение взаимоиндуктивности между обмот ками статора и ротора по синусоидальному (косинусоидальному) закону в зависимости от угла поворота ротора в электрических градусах). При этом из выражения (11.26) находим:

для амплитудного режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U}\cos\Psi; \quad \dot{U}_2 = \dot{U}\cos\Psi; \quad \dot{I}_3 = \frac{j\omega MU}{ZZ_3 + \omega^2 M^2}\sin(p\alpha - \Psi);$$

для фазового режима работы

320

$$\dot{U}_1 = \dot{U}; \quad \dot{U}_2 = j\dot{U}; \quad \dot{I}_3 = \frac{j\omega MU}{ZZ_3 + \omega^2 M^2} e^{j\rho\alpha}.$$

Ошибки в работе индуктосина возникают в результате сле дующих причин: неравенства амплитуд полей обмоток статора, неточности фазовых сдвигов питающих напряжений; электромагнитной и емкостной связей между обмотками статора; наличия высших гармоник в коэффициенте взаимоиндукции обмо ток статора и ротора. Эти ошибки могут быть проанализирова ны с помощью выражения (11.27).

Контрольные вопросы

1. Поясните назначение, устройство и принцип действия контактных и бесконтактных сельсинов.

2. Изложите работу сельсинов в трансформаторном режиме по векторным диаграмм магнитных потоков.

3. Запишите математическое выражение мгновенного значения напряжения на выходе сельсина-приемника.

 Запишите уравнение динамики и передаточную функцию сельсинов в трансформаторном режиме.

5. Перечислите классы точности сельсинов в трансформаторном режиме

6. Поясните назначение и принцип работы сельсинов в индикаторном режиме.

7. Проведите анализ работы индукционной синхронной передачи по принципиальной схеме и векторным диаграммам магнитных потоков.

8. Поясните математически и графически законы изменения синхропп зирующих моментов в сельсине-датчике и сельсине-приемнике.

9. Назовите порядок оценки точности индукционной синхронной передачи.

10. Изложите назначение, устройство, схему, принцип действия $gu\phi\phi c$ ренциальных сельсинов и векторные диаграммы магнитных потоков ${\rm AC}.$

11. Поясните назначение, устройство, схему и принцип действия магнесиппой синхронной связи.

12. Покажите устройство, схему и поясните принцип действия вращаюникся (поворотных) трансформаторов.

13. Поясните назначение, устройство, принцип действия по схеме синуспо косинусного вращающегося трансформатора и законы изменения выходпых напряжений.

14. Оцените влияние подключения нагрузки к СКВТ на закон изменения рыходных напряжений.

 Обоснуйте физическую сущность первичного и вторичного симметрирования.

16. Покажите физическую природу погрешностей вращающихся трансформаторов.

17. Поясните назначение, конструкцию и принцип работы индукционного редуктосина.

18. Изложите назначение и принцип работы поворотных индуктосинов.

19. Изобразите структурные схемы режимов работы индуктосинов.

20. Обоснуйте способы повышения точности поворотных индуктосинов.

Часть четвертая Источники вторичного электропитания

Глава 12 СРЕДСТВА ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

12.1. Классификация. Основные термины и определения

Электропитание радиоэлектронной аппаратуры осущест вляется средствами вторичного электропитания, которые подключаются к источникам первичного электропитания, преобразуют их переменное или постоянное напряжение в ряд выходных напряжений различных номиналов как пос тоянного, так и переменного тока с характеристиками, обес печивающими нормальную работу РЭА в заданных режимах Для выполнения этих задач в состав средств вторичного элек тропитания входят как сами источники питания, так и ряз дополнительных устройств, обеспечивающих их работу в со ставе комплекса РЭА.

На рис. 12.1 приведена структурная схема классификации средств вторичного электропитания в соответствии с ГОСТ 19157—73, на которой показаны входящие составные части: системы вторичного электропитания, источники вторичного электропитания, блоки управления, распределения и сигнализации и входящие в них функциональные узлы [59]. Здесь также показаны (пунктирной линией) источники входной электроэнергии переменного и постоянного тока, которые хотя и не входят в состав средств вторичного электропитания, но их характеристики оказывают существенное влияние на структуру построения системы вторичного электропитания и расчет ее составных частей.

При классификации средств вторичного электропитания ис пользованы термины, определенные государственными стандартами, а также часто встречающиеся в научно-технической литературе.

Средства вторичного электропитания — составная часть лю бой радиоэлектронной аппаратуры, которая входит в нее и, ис

пользуя энергию от систем энергоснабжения промышленной частоты или автономных источников питания, формирует необходимые для работы комплекса РЭА питающие напряжения с пребуемыми параметрами.



Рис. 12.1. Классификация средств вторичного электропитания РЭА

Система вторичного электропитания — совокупность функпионально связанных источников вторичного электропитания, устройств управления, коммутации, распределения, зашиты, контроля и сигнализации, предназначенная для подключения к системам или автономным источникам энергоснабжения и обеспечивающая по заданной программе электропитанием все цепи радиоэлектронной аппаратуры.

По выходной мощности системы вторичного электропитания разделяются на три группы: малой мощности — до 200 Вт, средней мощности — от 200 до 2000 Вт и большой мощности свыше 2000 Вт. Источники вторичного электропитания составляют основу всех средств и систем электропитания РЭА. Это устройства, прелиазначенные для преобразования входной электроэнергии переменного или постоянного тока и обеспечения электропитанием отдельных цепей радиоэлектронной аппаратуры. Они могут со стоять из блоков питания или комплекта функциональных ут лов (субблоков); в свою очередь, в состав блока питания входит ряд функциональных узлов различного назначения.

Блок вторичного электропитания (блок питания) — источник вторичного электропитания, выполненный в виде единой конструкции.

Комплект функциональных узлов — источник вторичного электропитания, состоящий из двух и более функциональных узлов, встраиваемых непосредственно в радиоэлектронную ан паратуру, но не объединенных в единую конструкцию.

Функциональные узлы источников вторичного электропитания устройства, выполняющие одну или несколько определенных электрических функций (выпрямление, фильтрацию, стабилизацию и др.) в составе ИВЭ или системы вторичного электропитания. Функциональные узлы ИВЭ характеризуются рядом признаков: условиями эксплуатации, выполняемыми функциями, входными и выходными параметрами, элементной базой.

Источники вторичного электропитания классифицируются по следующим основным признакам [59].

По виду входной электроэнергии — ИВЭ, работающие от сети переменного напряжения (однофазной или многофазной), ИВЭ, работающие от сети постоянного напряжения, и ИВЭ, работающие от сетей переменного и постоянного напряжений.

По выходной мощности — микромощные источники питания с выходной мощностью до 1 Вт, малой мощности (от 1 до 10 Вт); средней мощности (от 10 до 100 Вт), повышенной мощности (от 100 до 1000 Вт) и большой мощности (свыше 1000 Вт).

По виду выходной электроэнергии — ИВЭ с выходом на перс менном токе (однофазные и многофазные), ИВЭ с выходом на постоянном токе и комбинированные — с выходом на переменном и постоянном токе.

По номинальному значению выходного напряжения — низкос (до 100 В), среднее (от 100 до 1000 В), высокое (свыше 1000 В).

По степени постоянства выходного напряжения — нестабили зирующие и стабилизирующие ИВЭ. По допустимому отклонению номинала выходного напряжения — низкой точности (свыше 5%), средней (от 1 до 5%), высокой (от 0,1 до 1%) и прецизионные (менее 0,1%).

По пульсации — ИВЭ с выходом на постоянном токе делятся на три группы: с малой (менее 0,1%), средней (от 0,1 до 1%) и большой (свыше 1%) пульсациями выпрямленного выходного напряжения.

По числу выходов питающих напряжений — одноканальные ШВЭ, имеющие один выход, и многоканальные, имеющие два и более выходов питающих напряжений.

По способу стабилизации напряжения — ИВЭ с непрерывным регулированием и ИВЭ с импульсным регулированием.

По методу стабилизации напряжения — параметрические и компенсационные стабилизаторы источников вторичного энектропитания. В параметрическом стабилизаторе отсутствует цепь обратной связи и стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет использования нелинейных элементов, иходящих в его состав, в компенсационном — за счет возасйствия изменения выходного напряжения (тока) на его ретулирующее устройство через цепь обратной связи.

Компенсационные стабилизаторы могут выполняться с последовательным или с параллельным включением РЭ относительно нагрузки.

12.2. Характеристики входной электроэнергии

При проектировании и расчетах ИВЭ учитываются следующие основные параметры источников входной электроэнергии:

1. Номинальное напряжение питающей сети переменного тока U_c или постоянного тока U_n, B.

2. Предельные значения отклонения напряжения питающей сети переменного тока $U_{c \max}$ и $U_{c \min}$, постоянного тока $U_{n \max}$ и $U_{n \min}$, В, или относительное изменение питающей сети:

в сторону повышения

а

$$a_{\rm c} = (U_{\rm c} \max - U_{\rm c})/U_{\rm c},$$
 (12.1)

$$_{\rm n} = (U_{\rm n} \max - U_{\rm n})/U_{\rm n}; \tag{12.2}$$

в сторону понижения

$$b_{\rm c} = (U_{\rm c} - U_{\rm c\,min})/U_{\rm c};$$
 (12.3)

$$b_{\rm n} = (U_{\rm n} - U_{\rm n \min})/U_{\rm n}.$$
 (12.4)

Изменение входного питающего напряжения сети: переменного тока

$$\Delta U_{\rm c} = (U_{\rm c \ max} - U_{\rm c \ min}) = (a_{\rm c} + b_{\rm c})/U_{\rm c}$$
 (12.5)
И постоянного тока

 $\Delta U_{\rm n} = (U_{\rm n max} - U_{\rm n min}) = (a_{\rm n} + b_{\rm n})/U_{\rm n} \qquad (12.6)$

3. Провалы и выбросы напряжения питающей сети, их амплитуда и длительность, с.

4. Частота питающей сети f_c и пределы ее изменения $f_{c \max}$ и $f_{c \min}$, Гц.

5. Число фаз питающей сети переменного тока.

6. Искажение формы кривой входного синусоидального папряжения, которое учитывает наличие высших гармоник в кривой потребляемого тока и характеризуется коэффициентом искажения формы в процентах (%), определяемым как отношение первой гармоники тока сети к действующему значению тока *l*., потребляемого от сети источником питания:

$$k_{\rm p} = \frac{I_{\rm c_1}}{I_{\rm c}} 100 \,\%. \tag{12.7}$$

При синусоидальном напряжении и токе $k_{\phi} = 1$. При расчетах напряжение входной сети можно считать синусоидальным, если искажение формы кривой не превышает 6—7%.

7. Уровень и частота модуляции напряжения питающей сети. Этот параметр необходимо учитывать при расчетах сглаживаю щих фильтров в ИВЭ, работающих от сети с повышенной частотой (400, 1000 Гц).

Уровень низкочастотной модуляции может достигать 0,5-1%, а частота равна n/60, где n — частота вращения вала генератора или электромашинного преобразователя [90].

8. Уровень помех по входным шинам питания. Эти помехи особенно ощутимы в автономных системах единого питания ограниченной мощности постоянного тока, в которых от одного источника питаются одновременно радиоэлектронная аппара тура, электромоторы, реле, контакторы и другие электромеха нические устройства. Синусоидальные помехи могут составлять 1-3% от U_n , а частота помехи от 50 Гц до 150 кГц. Импульсные помехи могут достигать 5-10% от U_n , а длительность импульсов — от 1 мкс до 100 мс, частота повторения — от единиц до десятков килогерц. Эти помехи должны учитываться при расчетах входных и выходных фильтров.

12.3. Электрические требования, предъявляемые к источникам вторичного электропитания

1. Номинальное значение выходного питающего напряжения постоянного тока и допуск на точность его установки в вольтах полжны выбираться из следующего ряда [59]: 0,25; 0,4; 0,6; 1,2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0 (6,3); 9,0 (10); 12,0 (12,6); 15; 20; 24; 27; 30; 40; 48; 60; 80; 100 (125); 150; 200; 250 (300); 400 (500); 600; 800; 1000; 1250; 1500; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000; 10 000; 12 000; 15 000; 20 000; 25 000 В.

Номинальные значения действующего значения напряжений переменного тока в вольтах должны выбираться из ряда: 1,2; 2,4; 3,15; 5,0; 6,0 (6,3); 12 (12,6); 15; 24; 27; 36; 40; 60; 80; 110 (115);127; 200; 220; 380 В.

Напряжения, указанные в скобках, применять не рекомендугся; при необходимости их применение должно быть согласокано в установленном порядке.

Практически номинальные значения выходного напряжения определяются элементной базой проектируемого комплекса РЭА и ограничиваются небольшим числом номиналов напряжений, например для аппаратуры на интегральных микросхемах (аналоговых и логических) используются напряжения 5, 6, 12, 15 В. Для периферийных и выходных устройств ЭВМ, а также некоторых видов радиоаппаратуры на транзисторах этот ряд дополняется напряжениями 20, 27, 40 В.

Допуск на точность установки номинала напряжения опреисляется выбранной элементной базой и требованиями к выходным параметрам РЭА.

2. Значение тока нагрузки по каждой выходной цепи питаюшего напряжения и характер его изменения в процессе работы. При импульсном потреблении тока указываются его параметры: амплитуда, длительность импульса, длительность фронта, частота повторения. Для унифицированных ИВЭ широкого применения номинальные значения тока выбираются из установленного ряда по ГОСТ 18275–72. Для ИВЭ частного применения значение тока нагрузки по каждой цепи определяется гехническим заданием.

3. Переменная составляющая (пульсация) выходных напряжений постоянного тока задается в процентах от номинального напряжения или в абсолютных значениях; при этом должно быть указано, в каких значениях измеряется пульсация действующих, амплитудных или по двойной амплитуде (от пика до пика).

Коэффициент пульсации выходных напряжений постоянного тока определяется требованиями аппаратуры и задается из следу ющего ряда: 0,01; 0,02; 0,03; 0,05; 0,1; 0,2; 0,3; 0,5; 1; 2; 3; 5%.

4. Суммарная нестабильность выходного напряжения при воздействии всех дестабилизирующих факторов задается в про центах от номинального напряжения: 0,1; 0,5; 1,0; 2,0; 3,0; 5,0, 10 %. Для контроля параметров ИВЭ в процессе их изготовления и испытаний задаются частные нестабильности выходного напряжения:

Нестабильности и пульсации выходных постоянных напря жений являются важнейшими параметрами, которые оказывают существенное влияние на массогабаритные характеристики ИВЭ, поскольку для их реализации требуется применять сложные схем но-технические решения, большее число элементов. В качестве примера в табл. 12.1 приведены типовые требования к качеству потребляемой энергии для некоторых видов приборов РЭА.

Вид аппаратуры	Напряже- ние. В	Вид потребляе- мого тока	Нестабиль- ность	Пульсации, % (амплитудное значение)				
Радиоприемные устройства								
Входные каскады	5; 6	постоянный	3–5	0,1-0,01				
УПЧ	6	постоянный	3–5	0,5–1				
Выходные каскады	12; 15	постоянный	5–10	0,2-1				
Маломощные радиопередающие устройства								
Задающие генераторы	5; 9	постоянный	5	1–2				
Усилители мощности	12; 24	постоянный	10	12				
Приборы вычислительной техники								
ПЗУ	5; 9	импульсный	5–7	1-2				
Арифметические уст-ва	5; 12	импульсный	7–10	1–2				
Устройства отображения информации	5; 12; 27	импульсный	10	1–2				
Периферийные уст-ва	20; 27	импульсный	10	1–2				
Приборы автоматики и телемеханики	5,6; ± 15	постоянный	5-10	1–2				
Операционные усилители	± 15	постоянный	10	0,5–1				

Таблица 12.1. Типовые требования к напряжениям питания

328

5. Коэффициент полезного действия ИВЭ или потребляемая мощность от источника первичной энергии в различных режимах работы: непрерывном, повторно-кратковременном или импульсном. Значение КПД зависит от многих факторов: уровня выходного напряжения и мощности, способа регулирования и гребуемой точности, гальванической развязки от входной питающей сети и др. Обобщенные данные КПД для ИВЭ с выходным напряжением до 100 В и мощностью до 100 Вт приведены в табл. 12.2.

Габлица 12.2. Типовые значения КПД для стабилизирующих источников вторичного электропитания

Способ стабилизации	Значения выходного напряжения, В				
	до 2,4	от 2,4 до 5	от 5 до 15	свыше 15	
Непрерывный	0,25-0,35	0,35–0,4	0,4–0,5	0,5–0,55	
Импульсный	0,4–0,45	0,45-0,55	0,65–0,75	0,7-0,8	
Комбинированный	0,3–0,35	0,35–0,45	0,45-0,55	0,55–0,65	

Для источников питания с выходом на переменном токе указываются дополнительные требования, характеризующие специфику их работы:

 характер стабилизации выходного напряжения по какому значению переменного напряжения должно осуществляться регулирование — действующему, среднему или амплитудному;

 допустимое искажение формы кривой выходного напряжения;

3) характер нагрузки, ее коэффициент мощности (соs ф).

Наряду с электрическими к источникам вторичного электропитания предъявляются эксплуатационные и конструктивнотехнологические требования [59].

12.4. Параметры источников вторичного электропитания

Вторичные источники питания характеризуются рядом элекгрических, эксплуатационных и массогабаритных параметров, которые обеспечивают их работоспособность в составе радиоэлектронных комплексов. Электрические параметры раздсляются на статические, измеряемые при медленном изменении

Глава 12. Средства вторичного электропитания

во времени возмущающих факторов (входного напряжения питания, тока нагрузки, температуры и т. д.), и динамические, измеряемые при быстром изменении во времени возмущающих факторов (например, при скачкообразном включении напря жения питания, импульсном изменении тока нагрузки). Ниже приводятся основные параметры ИВЭ [59].

1. Номинальное выходное напряжение выпрямителя U_0 и пределы его изменения: верхний $U_{0 \text{ max}}$ и нижний $U_{0 \text{ max}}$, В. Мак симальное изменение напряжения выпрямителя

$$\Delta U_0 = (U_{0 \max} - U_{0 \min}) = (a_0 + b_0)/U_0, \qquad (12.8)$$

где

$$a_0 = \frac{(U_{0 \max} - U_0)}{U_0}, \quad b_0 = \frac{(U_0 - U_{0 \min})}{U_0}.$$
 (12.9)

2. Номинальное изменение выходного напряжения стабилиза тора $U_{\rm H}$, В, и пределы его измерения: верхний $U_{\rm H \ max}$ и $U_{\rm H \ min}$. Мак симальное изменение выходного напряжения стабилизатора

$$\Delta U_{\rm H} = (U_{\rm H \ max} - U_{\rm H \ min}). \tag{12.10}$$

3. Пределы регулировки выходного напряжения стабилизатора: верхний $U_{\rm H \ per \ max}$, нижний $U_{\rm H \ per \ min}$, В.

4. Номинальное значение тока нагрузки выпрямителя I_0 , А, и пределы его изменения: максимальное $I_{0 \text{ max}}$ и минимальное $I_{0 \text{ min}}$.

5. Номинальное значение тока нагрузки стабилизатора и пределы его изменения: максимальное $I_{\rm H \, max}$ и минимальное $I_{\rm H \, min}$.

6. Нестабильность выходного напряжения, которая определяется как отношение изменения выходного напряжения $\Delta U_{\rm H}$ к номинальному значению выходного напряжения стабилизатора $U_{\rm H}$ при заданных изменениях входного напряжения или тока нагрузки.

Коэффициент нестабильности (или нестабильность) по напряжению $\delta U_{\text{H}(U)}$, %, определяется при заданном изменении входного питающего напряжения на величину $\Delta U_{\text{вх}}$ и $I_{\text{н}} = \text{const}$

$$\delta U_{\rm H(U)} = \frac{(\Delta U_{\rm H})_U}{U_{\rm H}} \, 100 \,\%. \tag{12.11}$$

Коэффициент нестабильности по току $\delta U_{\rm H(I)}$ определяется при заданном изменении тока нагрузки на величину $\Delta I_{\rm H} = I_{\rm H\ max} - I_{\rm H\ min}$ при U_0 =const:

$$\delta U_{\rm H(1)} = \frac{(\Delta U_{\rm H})_I}{U_{\rm H}} \, 100 \,\%, \tag{12.12}$$

330

пле индексы «U» и «I» означают, что изменения выходного напряжения $\Delta U_{\rm H}$ измерены при изменении выходного напряжения питания и выходного тока нагрузки соответственно.

7. Наряду с коэффициентом нестабильности для характерисники стабилизирующих свойств ИВЭ используется коэффицисит стабилизации по напряжению $k_{\rm cr}$, который показывает, во сколько раз относительное изменение входного напряжения больше относительного изменения выходного напряжения при исизменном токе нагрузки

$$k_{\rm cr} = \frac{\left(\Delta U_0 / U_0\right)}{\Delta U_{\rm H} / U_{\rm H}}$$
(12.13)

Следует отметить, что при определении коэффициента стаоплизации по отношению к изменению выпрямленного напряксния U_0 из-за внутреннего сопротивления выпрямителя коэффициенты $a_0 > a_c$ и $b_0 > b_c$.

8. Амплитуда переменной составляющей (пульсации) напряжения: на входе фильтра U'_{0-} , на его выходе U_{0-} , на выходе стабилизатора U_{H-} .

Значение пульсации задается коэффициентом пульсации k_n , который выражается в относительных единицах, например на иходе выпрямителя

$$k'_{\rm ff\,0} = \frac{U'_{\rm 0-}}{U'_{\rm 0-}}$$

или в процентах

$$k'_{n0} = \frac{U'_{0-}}{U'_{0}} 100 \%.$$
 (12.14)

Для уменьшения пульсации на выходе выпрямителя включается сглаживающий фильтр, действие которого можно характеризовать коэффициентом фильтрации $k_{\phi,\phi}$, который определяется, как отношение значений пульсации на входе и выходе фильтра, т. е. $k_{\phi,\phi} = U'_{0^-}/U_{0^-}$ или стабилизатора $k_{\phi,c\tau} = U_{0^-}/U_{H^-}$. Коэффициент фильтрации не учитывает падения напряжения

Коэффициент фильтрации не учитывает падения напряжения на активном сопротивлении фильтрующего звена. Более точно сглаживающее действие фильтра оценивается коэффициентом сглаживания пульсации q, который определяется как отношение коэффициентов пульсаций на входе и выходе выпрямителя $q_{\Phi} = k'_{no}/k_{no}$ (12.15) или на входе и выходе стабилизатора

 $q_{\rm cr} = k'_{\rm no}/k_{\rm nH}$. (12.16) Здесь $k_{\rm no} = U_{0^{-}}/U_{0}$ — коэффициент пульсации на выходе вы прямителя;

 $k_{\text{пн}} = U_{\text{н-}}/U_{\text{н}}$ — коэффициент пульсации на выходе стабилизатора

Для большинства сглаживающих *LC*-фильтров низковольтных выпрямителей активным сопротивлением дросселя можно пре небречь и тогда

$$k_{\Phi,\Phi} \approx q_{\Phi}. \tag{12.17}$$

9. Внутренние сопротивления постоянному току выпрями теля r_0 и стабилизатора $r_{\rm H}$, которые определяют изменение вы ходного напряжения выпрямителя ΔU_0 или стабилизатора $\Delta U_{\rm h}$ при медленном изменении тока нагрузки на величину ΔI_0 или $\Delta I_{\rm H}$ соответственно

$$r_0 = \Delta U_0 / \Delta I_0; \tag{12.18}$$

$$\mathbf{r}_{\rm H} = \Delta U_{\rm H} / \Delta I_{\rm H}. \tag{12.19}$$

10. Внутренние динамические сопротивления выпрямителя $r_{0\,_{\text{дин}}}$ и стабилизатора $r_{_{\text{H},\text{дин}}}$, которые определяют импульсные из менения выходного напряжения выпрямителя $\Delta U_{0\,_{\text{H}}}$ и стабили затора $\Delta U_{\text{H},\text{H}}$ при импульсном изменении тока нагрузки выпря мителя $\Delta I_{0\,_{\text{H}}}$ или стабилизатора $\Delta I_{\text{H},\text{H}}$ соответственно при посто янном входном напряжении

$$r_{0\,\rm{guh}} = \Delta U_{0\,\mu} / \Delta I_{0\,\mu}; \qquad (12.20)$$

$$r_{\rm H\,duh} = \Delta U_{\rm H\,H} / \Delta I_{\rm H\,H}. \tag{12.21}$$

11. Температурный коэффициент напряжения α_н %/°C (TK11) показывает изменение выходного напряжения стабилизатора при изменении температуры окружающей среды *T*_c на 1°C:

$$\alpha_{\rm H} = \frac{\Delta U_{\rm H} / U_{\rm H}}{\Delta T_{\rm c}} \, 100\% \tag{12.22}$$

или ү_н, мВ/°С

$$\gamma_{\rm H} = \frac{\Delta U_{\rm H}}{\Delta T_{\rm c}}.$$
 (12.23)

Значение $\Delta T_{\rm c}$ определяется по заданной максимальной $T_{\rm c}$ там и минимальной $T_{\rm c}$ min температурам окружающей среды

$$\Delta T_{\rm c} = T_{\rm c \ max} - T_{\rm c \ min}. \tag{12.24}$$

12. Суммарная нестабильность выходного напряжения стабилизатора $\delta U_{\rm H}$, %, при одновременном воздействии всех возмущающих факторов определяется как сумма соответствующих ко уффициентов нестабильности для каждого фактора с учетом шака его изменения

$$\delta U_{\rm H} = \delta U_{\rm H}(U) + \delta U_{\rm H}(I) + \alpha_{\rm H} \Delta T_{\rm c} . \qquad (12.25)$$

13. Коэффициенты полезного действия выпрямителя η_в, стабилизатора η_{ст}, преобразователя η_п определяются как отношение полезной мощности, отдаваемой в нагрузку, к мощности, погребляемой от источника входной электроэнергии

 $\eta_{\rm B} = P_0/P_{\rm c}; \eta_{\rm ct} = P_{\rm H}/P_0; \eta_{\rm n} = P_{\rm H}/P_{\rm n}.$ (12.26) 14. Коэффициент мощности χ является энергетической характеристикой стабилизирующих ИВЭ, потребляющих энерпию от источника переменного тока. Он зависит от коэффициента искажения формы кривой тока k_{ϕ} , косинуса сдвига фазы соѕф между первыми гармониками тока и напряжения питаюшей сети и определяется как отношение активной мощности P_s

$$\chi = P/P_s = k_{\phi} \cos \phi. \tag{12.27}$$

Значение k_{ϕ} определяется по формуле (12.7).

15. Время готовности источника питания определяется интервалом времени между моментом подачи входного напряжения и моментом, после которого параметры ИВЭ удовлетворяют аданным требованиям с учетом установленных допусков. Пронесс установления выходного напряжения в стабилизирующих источниках питания может быть апериодическим или колебагельным. При колебательном характере установления выходного напряжения обязательным является ограничение амплитуды неререгулирования, которая не должна превышать максимально допустимого значения выходного напряжения.

Эксплуатационные и массогабаритные параметры источников вторичного электропитания приведены в [59].

Контрольные вопросы

I. Поясните классификацию средств вторичного электропитания.

2. Сформулируйте основные термины и определения средств вторичного лектропитания.

3. Перечислите классификационные признаки источников вторичного лектропитания.

4. Перечислите характеристики входной электроэнергии источников вгоричного электропитания.

5. Назовите электрические требования, предъявляемые к источникам иторичного электропитания.

6. Поясните параметры источников вторичного электропитания.

Глава 13 ВЫПРЯМИТЕЛИ

13.1. Общие сведения о выпрямителях

К простейшим источникам питания относятся выпрямители и трансформаторы, в которых выходное выпрямленное или пере менное напряжение зависит от изменения входного напряжения питания или тока нагрузки.

В источниках вторичного электропитания находят примене ние нерегулируемые и регулируемые выпрямители, выполняе мые на полупроводниковых приборах — диодах, тиристорах или транзисторах [59].

Выпрямители нерегулируемые выполняются на полупроводниковых диодах по структурной схеме, приведенной на рис. 13.1 Здесь на первичную обмотку трансформатора TV подается неременное напряжение питающей сети U_c , а вторичная обмотка, рассчитанная с определенным коэффициентом трансформации для получения требуемого выпрямленного напряжения U_0 , полключена к диодам выпрямителя В, соединенным по определенной схеме. Фильтр Ф сглаживает пульсации выпрямленного напряженио паряжения до требуемого уровня.



Рис. 13.1. Структурная схема нерегулируемого выпрямителя

Выходное постоянное напряжение U_0 на рис. 13.1 не регулируется внешними органами; оно может быть незначительно уменьшено или увеличено скачком за счет соответствующей перепайки отводов обмоток трансформатора, если они предусмотрены в нем. Трансформатор в схеме выпрямителя не только устанавливает требуемый уровень выпрямленного напряжения, но и обеспечивает гальваническую развязку и электрическую изоляцию выходных цепей от первичной сети питания.

Выпрямители регулируемые выполняются на тиристорах. На рис. 13.2 приведена структурная схема регулируемого выпрямителя, в состав которой входят силовой трансформатор TV, на вход которого подается переменное напряжение питающей сети U_c , регулирующие вентили — тиристоры ВР, схема управясния включением тиристоров СУ и сглаживающий фильтр Ф. Регулирование выходного напряжения U_0 достигается за счет изменения угла включения тиристоров. При этом с увеличенисм угла включения выходное выпрямленное напряжение уменьшается. Фазирование угла включения тиристоров осуществлястся от переменного напряжения входной сети питания. Таким образом, на рис. 13.2 тиристоры выполняют одновременно две функции: преобразуют переменное напряжение в постоянное и регулируют уровень выходного напряжения.



Рис. 13.2. Структурная схема регулируемого выпрямителя

Тиристорные регулируемые выпрямители применяются в исгочниках питания для получения выпрямленных напряжений больше 5–10 В при токах нагрузки от единиц до десятков ампер. В зависимости от числа фаз вторичной обмотки трансформатора различают одно-, двух-, трех- и многофазные выпрямители, а в зависимости от числа импульсов тока за один период во вторичной обмотке трансформатора — одно- и двухтактные.

При том или ином сочетании указанных признаков могут быть получены следующие разновидности схем выпрямителей: однофазная однотактная; однофазная двухтактная; двухфазная однотактная; трехфазная однотактная; трехфазная двухтактная и т. д.

В качестве исходных данных при выборе или расчете выпрямителя бывают заданы напряжение U_{cp} и ток I_{cp} , потребляемые нагрузкой; напряжение сети U_c ; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения k_n . Как известно, при расчете трансформатора определяется его габаритная мощность [59]. При этом необходимо знать действующие значения напряжения U_2 и гока I_2 вторичной обмотки трансформатора. При выборе вентилей необходимо также знать максимальнос обратное напряжение на вентиле $U_{oбp\ m}$, средний $I_{cp\ B}$ и макси мальный $I_{m\ B}$ токи вентиля. Поэтому в дальнейшем, при анали с работы схем выпрямителей, будем одновременно устанавливать связи между исходными данными, т. е. U_{cp} и I_{cp} на выходе вы прямителя с перечисленными выше параметрами. Схемы выпрямителей будем рассматривать без фильтров (для простоты анализа), кроме того, будем считать, что потери в трансформаторе отсутствуют, ЭДС $E_2 = U_2$; вентили идеальные, т. е. $I_{oбp} = 0$; нагрузка чисто активная.

Если нагрузка имеет комплексный характер, т. е. содержи емкостную или индуктивную составляющую сопротивления нагрузки, то соотношения между промежуточными параметрами выпрямителя и исходными данными усложняются. Это объясняется появлением фазовых сдвигов между током и напряжени ем на тех или иных участках схемы выпрямления.

13.2. Однофазная однотактная схема выпрямителя

Однофазная однотактная схема является простейшей схемой выпрямления (рис. 13.3, *a*). Она содержит трансформатор TV, в цепь вторичной обмотки которого включены последовательно вентиль (диод) VD и сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$.

При синусоидальном напряжении сети U_c на входе транс форматора на зажимах вторичной обмотки напряжение U_2 так же будет синусоидальным. Кривая мгновенного напряжения u_1 изображена на рис. 13.3, *б*.

Так как для идеального трансформатора сопротивление вторичной обмотки равно нулю и $U_2 = E_2$, а для идеального вентиля прямое сопротивление $R_{\text{пр B}} = 0$, то в проводящий полупериол, когда на аноде вентиля плюс, а на катоде минус, по цепи «вторичная обмотка трансформатора — вентиль — сопротивленис нагрузки» будет протекать ток, мгновенное значение которого определится выражением $i_2 = u_2/R_{\text{H}}$. Кривая мгновенного тока, протекающего в цепи, показана на рис. 13.3, *в*.

При смене знака напряжения на зажимах вентиля ток проттекать не будет, так как для идеального вентиля $R_{\text{обр B}} = \infty$. Слет довательно, за период синусоидального напряжения во вторичной обмотке трансформатора будет наблюдаться только одна полуволна тока. В полупериод, когда вентиль проводит ток, к

336

нагрузке будет прикладываться напряжение, представляющее собой полуволну синусоиды вторичной обмотки трансформатора. График мгновенного значения напряжения на нагрузке $u_{\rm H} = u_2$ изображен на рис. 13.3, г. Таким образом, в процессе работы к нагрузке будет приложено пульсирующее выпрямленное напряжение.



Магнитоэлектрические приборы при измерении этого напряжения показывают его среднее значение U_{cp} (постоянную составляющую). Аналитически оно определяется интегрированием полуволны синусоиды и усреднением интеграла за период 2π . Другими словами, U_{cp} определяется высотой прямоугольника hс основанием 2π и площадью S, равной площади, ограниченной кривой полусинусоиды

$$U_{\rm cp} = h = \frac{S}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} u_2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} U_{2m}.$$
 (13.1)

Аналогично определяется среднее значение тока в нагрузке

$$I_{\rm cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} I_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{1}{\pi} I_{2m}.$$
 (13.2)

Из полученных выражений видно, что при заданных значениях напряжения и тока нагрузки (U_{cp} и I_{cp}) можно определить амплитудные значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора

$$U_{2m} = \pi U_{cn}, \quad I_{2m} = \pi I_{cn}, \tag{13.3}$$

т. е. максимальные значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора в 3,14 раза больше средних значений напряжения и тока нагрузки.

Нетрудно видеть, что через вентиль протекает тот же ток, что и по вторичной обмотке трансформатора. Следовательно, максимальный ток вентиля

$$I_{mB} = I_{2m} = \pi I_{cp}$$

Так как обратное сопротивление идеального вентиля $R_{\text{обр в}} = \infty$, т. е. во много раз больше R_{H} , то в полупериод, когда вентиль не проводит ток, все напряжение вторичной обмотки трансформатора прикладывается к вентилю с обратным знаком (рис. 13.3, ∂).

Очевидно, что максимальное обратное напряжение между анодом и катодом вентиля $U_{\text{обр }m}$ будет равно максимальному значению напряжения вторичной обмотки трансформатора

$$U_{\text{obp}\,m} = U_{2m} = \pi U_{\text{cp}},$$

т. е. максимальное обратное напряжение на вентиле в 3,14 раза превышает выпрямленное напряжение на нагрузке.

При расчете трансформатора (определении его габаритной мощности) необходимо знать действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора. Из теоретических основ электротехники известно, что действующее значение синусоидального тока (его называют также эффективным или среднеквадратическим) определяется выражением

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{2\pi} i^{2} d\omega t = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{2\pi} I_{m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{m}.$$
 (13.4)

Поскольку во вторичной обмотке трансформатора наблюдается только одна полусинусоида тока, то действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора, а следовательно, и в вентиле определится выражением

$$I_{2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{2\pi} I_{2m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = \frac{1}{2} I_{2m}^{*}.$$
 (13.5)

Так как $I_{2m} = \pi I_{cp}$, то $I_2 = \frac{\pi}{2} I_{cp}$ или $I_2 = 1,57 I_{cp}$, т. е. действующее значение тока вторичной обмотки в 1,57 раза превышает выпрямленный ток. Если выразить I_{cp} через I_2 , то получим $I_{cp} = \frac{2}{\pi} I_2$. Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора определяется аналогично.

Учитывая, что мгновенное напряжение u_2 на зажимах вторичной обмотки трансформатора — синусоидальное, а не пульсирующее и наблюдается в интервале от 0 до 2π , получаем

$$U_{2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{2\pi} U_{2m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{2m}.$$
 (13.6)

Так как $U_{2m} = \pi U_{cp}$, то $U_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{cp}$ или $U_2 = 2,22 U_{cp}$, т. е. дей-

ствующее напряжение вторичной обмотки трансформатора в 2,22 раза больше выпрямленного напряжения на нагрузке. Если вы-

разить $U_{\rm cp}$ через U_2 , то получим $U_{\rm cp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,45U_2$. Таким об-

разом, если известны U_{cp} и I_{cp} , можно определить U_2 и I_2 и найти

$$\int_{0}^{\pi} Ri^{2} d\omega t = \int_{0}^{2\pi} RI_{m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = RI_{m}^{2} \frac{T}{2}.$$

Количество тепла, выделенное за то же время T постоянным током, равно $RI^2_{=}T$.

Приравнивая эти выражения, получаем

$$RI_m^2 \frac{T}{2} = RI_m^2 T$$
 или $I_m^2 = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$

Отсюда следует, что действующее значение синусоидального тока *I* численно равно значению такого постоянного тока, которое за время, равное периоду синусоидального тока, выделяет такое же количество тепла, что и синусоидальный ток. Среднеквадратическое (действующее) значение измеряют приборы электромагнитной, электродинамической и тепловой систем.

^{*} Для уяснения физической сущности среднеквадратического значения синусоидального тока сопоставляют его тепловое действие с тепловым действием постоянного тока *I*₋, текущего то же время по тому же сопротивлению.

Количество тепла, выделенное за один период синусоидальным током, равно

расчетную мощность вторичной цепи трансформатора

 $P_{\rm p} = U_2 I_2 = 2,22 U_{\rm cp} \cdot 1,57 I_{\rm cp} \approx 3,5 P_{\rm cp}.$ (13.7) Как видно, расчетная выходная мощность трансформатора превышает мощность, потребляемую нагрузкой, в 3,5 раза. Это можно объяснить тем, что вся мощность, необходимая для на грузки, передается трансформатором лишь за один полупериоц т. е. активный ток вторичной обмотки трансформатора за полупериод должен быть в 2 раза большим. Кроме того, по вторичной обмотке трансформатора протекает постоянная составляю щая тока $I_{\rm cp}$, которая также приводит к увеличению габаритной мощности. Такое соотношение между $P_{\rm cp}$ нагрузки и $P_{\rm p}$ трансформатора указывает на плохое использование трансформатора в рассматриваемой схеме выпрямления.

Под габаритной мощностью *P*_т трансформатора понимается условная мощность

$$P_{\rm r} = (P_{\rm 1} + P_{\rm p})/2, \tag{13.8}$$

необходимая для расчета размеров магнитопровода и выбора по каталогу типоразмера пластин (P_1 — расчетная мощность первичной цепи трансформатора).

Из анализа работы схемы видно, что напряжение на на грузке является пульсирующим. Для оценки степени пульса ции напряжения вводится понятие коэффициента пульсации $k_{\rm m}$, под которым понимают отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения $U_{\rm mm}$ (рис. 13.4) к среднему значению выпрямлен ного напряжения $U_{\rm cp}$

$$k_{\rm n} = \frac{U_{-1m}}{U_{\rm cp}},$$
 (13.9)



Рис. 13.4. График пульсирующего напряжения на нагрузке U_в и первой гармони ческой составляющей выпрямленного напряжения U_{~1} (пунктир)

Как видно из рисунка, можно считать, что $U_{-1m} = \frac{1}{2} U_{2m}$ тогда

$$k_{\rm n} = \frac{U_{2m}}{2U_{\rm cp}} = \frac{\pi U}{2U_{\rm cp}} = \frac{\pi}{2} = 1,57,$$

1. с. коэффициент пульсации для однофазной однотактной схемы составляет сравнительно большую величину. Это является одним из основных недостатков рассматриваемой схемы. К другим не менее серьезным недостаткам относятся также большие размеры трансформатора (вследствие его плохого использования) и большое обратное напряжение на вентиле. Эти недостатки схемы сильно ограничивают ее применение. Достоинством схемы является ее простота.

13.3. Двухфазная однотактная схема выпрямителя

Схема выпрямителя показана на рис. 13.5, а.

В отличие от рассмотренной схемы (рис. 13.3) здесь используется трансформатор, вторичная обмотка которого имеет вывод от средней точки. Благодаря этому в каждой вторичной полуобмотке индуцируются две одинаковые по амплитуде ЭДС $e'_2 = u'_2$ и $e''_2 = u''_2$ (рис. 13.5, δ), сдвинутые по фазе на 180°, т. е. вторичная обмотка со средней точкой образует симметричную двухфазную систему. В каждую фазную обмотку включается по одному вентилю VD_1 и VD_2 . Сопротивление нагрузки R_{II} включается между средней точкой и катодами вентилей.



Рис. 13.5. Двухфазный однотактный выпрямитель: *а* — схема электрическая; *б. в, г* — эпюры и графики, поясняющие работу



Как видно из схемы, ток через сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$ бу дет протекать в оба полупериода в одном и том же направлении В первый полупериод по цепи «верхняя полуобмотка трансфор матора — вентиль VD_1 —сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$ » будет протекать ток l_2 , обусловленный напряжением u_2' . Во второй полу период по цепи «нижняя полуобмотка трансформатора — вен тиль VD_2 — сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$ » будет протекать ток l_2' обусловленный напряжением u_2' .

Так как вторичная обмотка трансформатора двухфазная, а п течение периода возникает только один импульс тока, то схема называется двухфазной однотактной. График мгновенных зпа чений токов *i*[']₂ и *i*^{''}₂, протекающих через сопротивление нагрузки, показан на рис. 13.5, в. Амплитудные значения этих токов вследствие симметричности схемы одинаковы, т. е.

$$I'_{2m} = I''_{2m} = I_{2m}$$

Среднее значение выпрямленного тока, очевидно, должно быть в 2 раза больше, чем в однофазной однотактной схеме, так как за время в интервале от 0 до 2π на нагрузке наблюдаются две полусинусоиды тока.

Действительно,

$$I_{\rm cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} i_2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} I_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} I_{2m}.$$
 (13.10)

Напряжение к сопротивлению нагрузки будет прикладываться при каждом импульсе тока в нагрузке. Поэтому среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке определится аналогичным образом

$$U_{\rm cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} u_2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} U_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} U_{2m}.$$
 (13.11)

Из полученных выражений видно, что если заданы U_{cp} и I_{cp} . то можно определить амплитудные значения напряжения и тока на нагрузке, в вентилях и в полуобмотках трансформатора

$$U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{cp} \quad \mu \quad I_{2m} = \frac{\pi}{2} I_{cp}, \qquad (13.12)$$

т. е. максимальные значения напряжения и тока при одном и том же токе нагрузки получаются в 2 раза меньше, чем в одно фазной однотактной схеме.

Действующее значение тока в каждой полуобмотке трансформатора и в вентиле вследствие протекания тока только в исчение одного полупериода, т.е. в интервале от 0 до π. будет определяться формулой

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m}^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = \frac{1}{2} I_{2m}.$$
 (13.13)

Так как
$$I_{2m} = \frac{\pi}{2} I_{cp}$$
, то $I_2 = \frac{\pi}{4} I_{cp} = 0,785 I_{cp}$.

Если выразить I_{cp} через I_2 , получим $I_{cp} = \frac{4}{\pi} I_2$, откуда нагляд-

но видно, что при одном и том же действующем токе в обмотке трансформатора и вентиле среднее значение тока нагрузки в двухфазной схеме получается в 2 раза больше, чем в однофазной. Поскольку синусоидальные напряжения и' и и' в соответствующих половинах вторичной обмотки трансформатора наблюдаются в интервале от 0 до 2π , то действующее значение напряжения в каждой полуобмотке будет определяться выражением

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_0^{\pi} U_{2m}^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{2m}$$
(13.14)

или, учитывая, что $U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{cp}$, получим $U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{cp} = 1,1 \, U_{cp},$ (13.15)

т.е. действующее значение напряжения трансформатора в 1,11 раза больше выпрямленного напряжения на нагрузке.

Если выразить среднее значение напряжения U_{ср} через действующее U_2 , то

$$U_{\rm cp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2,\tag{13.16}$$

г. е. рассматриваемая схема по сравнению с однофазной однотактной схемой при одном и том же действующем напряжении трансформатора U₂ позволяет получить напряжение на нагрузке $U_{\rm cp}$, в 2 раза большее $U_{\rm cp} = 0,45 U_2$.

Максимальное обратное напряжение на вентиле, например VD_1 , определяется максимальным напряжением между зажимат ми вторичной обмотки *AB* в полупериод, когда на аноде венти в VD_1 — минус, а к катоду прикладывается плюс через проволящий вентиль VD_2 .

Нетрудно видеть, что U_{обр m} будет равно сумме максимальных напряжений каждой половины вторичной обмотки трансфор-

матора, т. е. $U_{obp\,m} = U'_{2m} + U''_{2m} = 2U_{2m}$, а так как $U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{cp^*}$ (1) $U_{obp\,m} = \pi U_{cp}$.

Таким образом, максимальное обратное напряжение, при кладываемое к вентилю, так же, как и в однофазной однотактной схеме, в 3,14 раза больше выпрямленного напряжения на нагрузке (рис. 13.5, г). Расчетная мощность трансформатора с двухфазной вторичной обмоткой

 $P_{\rm p} = mU_2I_2 = 2.1,11U_{\rm cp} \cdot 0,785I_{\rm cp} = 1,74P_{\rm cp},$ (13.17) где m = 2 — число фаз вторичной обмотки трансформатора.

Снижение расчетной мощности трансформатора почти вдвос указывает на лучшее использование трансформатора. Это обы ясняется передачей энергии в оба полупериода и отсутствием намагничивания сердечника постоянной составляющей вторичных обмоток трансформатора. Постоянные составляющие тока этих обмоток создают одинаковые встречно направленные магнитные потоки, которые взаимно компенсируются.

Степень пульсации оценивается также через отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей выпрямленного напряжения к постоянной составляющей U_{cp} . Для схем выпрямления, у которых число пульсаций выпрямленного напряжения за период p > 1, пульсирующее напряжение на нагрузке описывается рядом Фурье в виде [77]

$$u = \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} + \frac{2}{p^2 - 1} \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} \cos(p\omega t + \varphi_1) - \frac{2}{4p^2 - 1} \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} \cos(2p\omega t + \varphi_1) + \dots, \qquad (13.18)$$

где первый член ряда, не содержащий $\cos \omega t$, представляет собои постоянную составляющую выпрямленного напряжения U_{cp} , а остальные члены ряда описывают переменные составляющие с

344

частотами, кратными основной частоте пульсации выпрямленного напряжения.

Как видно из ряда, амплитуда первой гармонической составвяющей

$$U_{\sim 1m} = \frac{2}{p^2 - 1} \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p}.$$
 (13.19)

Гогда коэффициент пульсации

$$k_{\rm n} = \frac{U_{-1m}}{U_{\rm cp}} = \frac{\frac{2}{p^2 - 1} \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p}}{\frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p}}$$
(13.20)

ИЛИ

$$k_{\rm m} = \frac{2}{p^2 - 1}.\tag{13.21}$$

Для рассматриваемой двухфазной схемы

$$k_{\rm n} = \frac{2}{2^2 - 1} = 0,67,\tag{13.22}$$

т. е. коэффициент пульсации почти в 2 раза меньше, чем у однофазной.

В литературе двухфазная однотактная схема встречается под названием «двухполупериодная». Из приведенного анализа видно, что двухполупериодная схема является более выгодной. Значительно уменьшаются размеры и вес трансформатора. В 2 раза уменьшаются коэффициент пульсации, а также действующее и максимальное значение тока трансформатора и вентиля при одном и том же токе нагрузки *I*_{cp}.

Наличие двух вентилей и необходимость вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора при строгом симметрировании полуобмоток относят к недостаткам схемы.

13.4. Однофазная двухтактная схема выпрямителя

Схема (рис. 13.6, *a*) содержит трансформатор и четыре венгиля, собранных по схеме моста. Поэтому ее часто называют мостовой схемой выпрямления. К одной диагонали моста подводится напряжение вторичной обмотки трансформатора. В другую диагональ между общими катодами и общими анода-



Рис. 13.6. Однофазный двухтактный выпрямитель: *а* — схема электрическая (мостовая); *б*, *в* — эпюры и графики, поясняющие работу

ми включается сопротивление нагрузки $R_{\rm H}$. В точке соединения катодов вентилей снимается «плюс» выпрямленного напряжения, а в точке соединения анодов — «минус» выпрямленного напряжения.

При положительной полуволне напряжения u_2 (рис. 13.6, δ) ток i_2 протекает через вентиль VD_1 , нагрузку R_H , вентиль VD_2 и вторичную обмотку трансформатора. Вентили VD_2 и VD_4 в этот момент оказываются запертыми и находятся под обратным напряжением. В другой полупериод запертыми окажутся вентили VD_1 и VD_3 , а проводящими — VD_2 и VD_4 . При этом ток i_2 в трансформаторе изменяет свой знак (рис. 13.6, δ), а в нагрузке протекает в том же направлении (рис. 13.6, δ), а в нагрузке протекает в том же направлении (рис. 13.6, δ). Таким образом, в этоп схеме во вторичной обмотке трансформатора ток протекает в течение периода, что обеспечивает хорошее использование трансформатора, и схема называется двухтактной.

Средние значения тока и напряжения на нагрузке так же, как и в двухполупериодной схеме, определяются выражениями:

$$I_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} I_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} I_{2m};$$

$$U_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} U_{2m}.$$
(13.23)

Максимальные значения тока и напряжения на нагрузке:

$$I_{2m} = \frac{\pi}{2} I_{cp} = 1,57 I_{cp}; \quad U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{cp}.$$
 (13.24)

Очевидно, что максимальное значение тока любого вентиля пулет таким же, т. е.

$$I_{m B} = I_{2m} = 1,57 I_{cp}.$$

Действующие значения тока и напряжения вторичной обмотки трансформатора в интервале от 0 до 2π

$$I_{2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{2\pi} I_{2m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2m};$$

$$U_{2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{2\pi} U_{2m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{2m}.$$
(13.25)

Так как

$$U_{2m} = \frac{\pi}{2} I_{cp} \ \text{i} \ U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{cp},$$

10

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{\rm cp} = 1, 1 \, I_{\rm cp}; \quad U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{\rm cp} = 1, 1 \, I_{\rm cp}.$$

Поскольку через пары вентилей ($VD_1 - VD_3$; $VD_2 - VD_4$) за период ток протекает в течение одной полуволны, то по сравпению с обмоткой трансформатора действующее значение тока пентиля будет меньше и определяться формулой

$$I_{2B} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \int_{0}^{\pi} I_{2m}^{2} \sin^{2} \omega t \, d\omega t = \frac{1}{2} I_{2m}$$
(13.26)

или

$$I_{2B} = \frac{1}{2} \frac{\pi}{2} I_{cp} = 0,785 I_{cp}$$

Если средние значения тока и напряжения на нагрузке выразить через действующие значения тока и напряжения вторичной обмотки трансформатора, то получим

$$I_{\rm cp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 = 0.9I_2; \quad U_{\rm cp} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0.9U_2.$$

Обратное максимальное напряжение на любом вентиле равно максимальному значению напряжения вторичной обмотки грансформатора. В самом деле, например, в первый полупериод, когда вентили VD_1 и VD_3 проводят ток, к вентилям VD_2 и VD_4 будет приложено напряжение с обратным знаком. К вентилю
VD_4 все напряжение вторичной обмотки трансформатора при кладывается через проводящий вентиль VD_1 , а к вентилю VD_2 через проводящий вентиль VD_3 . В другой полупериод венти и попарно поменяются местами.

Таким образом,

$$U_{\text{obp}\,m} = U_{2m} = \frac{\pi}{2}U_{\text{cp}} = 1,57U_{\text{cp}},$$

т. е. обратное максимальное напряжение на вентилях в мосто вой схеме в 2 раза меньше по сравнению с ранее рассмотренными схемами, что является ее существенным преимуществом Вторым не менее существенным преимуществом является сравнительно небольшая величина расчетной мощности трансформатора

$$P_{\rm p} = U_2 I_2 = 1,11 U_{\rm cp} \cdot 1,11 I_{\rm cp} = 1,23 P_{\rm cp}.$$

Коэффициент пульсации, как и в двухфазной однотактной схеме,

$$k_{\rm n} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,67,$$

где *р* — число пульсаций за период, равное двум.

К недостаткам схемы относятся: наличие четырех вентился; увеличение потерь в выпрямителе (при большом прямом сопротивлении вентилей) за счет последовательного соединения двух вентилей в цепи.

13.5. Трехфазные схемы выпрямления

Трехфазная однотактная схема. В этой схеме (рис. 13.7, *a*) применяется трехфазный трансформатор, первичная обмотка кото рого может быть включена либо звездой, либо треугольником, а вторичная — только звездой с выведенной нулевой точкоп В каждую фазу вторичной обмотки включены вентили, католы которых соединены вместе. Сопротивление нагрузки *R*_н включается между точкой соединения катодов и нулевой точкоп В точке соединения катодов снимается плюс выпрямленного напряжения, в нулевой точке — минус. При анализе работы схемы, как и ранее, вентили и трансформатор будем считать иле альными, т. е. сопротивления вентилей в прямом направлении и сопротивления обмоток фаз трансформатора равны нулю. При подведенном к первичной обмотке симметричном трехтим напряжении во вторичных фазных обмотках напряжене также будет симметричным и амплитудные значения фазых напряжений будут одинаковыми $U_{am} = U_{bm} = U_{cm} = U_m$ и сдвиупыми по фазе на 120°.



Если начало отсчета координат выбрать в момент прохожае ния мгновенного значения напряжения *u_a* через максимум, то

 $u_a = U_{am} \cos \omega t; \quad u_b = U_{bm} \cos(\omega t + 120^\circ); \quad u_c = U_{cm} \cos(\omega t + 240^\circ)$

График мгновенных напряжений фазных обмоток трансформатора приведен на рис. 13.7, *б*. На рис. 13.7, *в*, *г*, *д* построены кривые токов, протекающих по фазным обмоткам, вентилям и сопротивае нию нагрузки. Нетрудно видеть, что ток *I* в соответствующей фате будет протекать только тогда, когда ее напряжение положительно и превышает мгновенные значения напряжений других фаз.

За период 2π в каждой фазе будет протекать только один ны 2π

пульс тока в интервале времени, равном трети периода $\frac{2\pi}{3}$. Поэтому такая схема называется трехфазной однотактной.

Величина фазного тока при идеальных вентилях и трансо форматоре будет определяться величиной напряжения фазы и сопротивлением нагрузки. При этом характер изменения миновенного тока будет таким же, как и у напряжения

$$i = \frac{U_m \cos \omega t}{R_{\rm H}} = I_m \cos \omega t, \qquad (13.27)$$

где $I_m = \frac{U_m}{R_H}$ — амплитудное значение фазного тока.

Поскольку ток каждой фазы протекает через $R_{\rm H}$, то мгновенное значение тока $i_{\rm H}$ определяется как сумма мгновенных значений токов всех фаз (рис. 13.7, e), т. е. $i_{\rm H} = i_a + i_b + i_c$.

Очевидно, что мгновенное значение выпрямленного напря жения $u_{\rm H}$ (рис. 13.7, \mathcal{R}) при идеальном выпрямителе, работающем на активную нагрузку, по величине и форме будет совпадать с огибающей напряжения всех фаз вторичной обмотки и изменяться в любом интервале $\frac{2\pi}{3}$ по тому же закону

$$u_{\rm H} = U_m \cos \omega t$$
.

Средние значения тока и напряжения на нагрузке определяются, как и ранее, интегрированием огибающих тока $i_{\rm H}$ и напряжения $u_{\rm H}$ на нагрузке в пределах от 0 до 2π и их усреднением. Все расчетные соотношения для рассматриваемой схемы выпрямления с идеальными вентилями и трансформаторами при работе на активную нагрузку приведены в табл. 13.1.

Обратное напряжение к каждому вентилю прикладывается в пепроводящую часть периода. Так, например, вентиль фазы «*a*» будет находиться под обратным напряжением с момента времепи t_1 до момента t_2 (заштрихованная область на рис. 13.7, *б*), что гоставляет 2/3 периода. При этом напряжение на аноде вентиля VD_a будет определяться потенциалом фазы «*a*», а на катоде потенциалом фаз проводящих вентилей, т. е. обратное напряжепис представляет собой разность между фазными напряжениями. Как видно из графиков, частота пульсаций выпрямленного папряжения в трехфазной схеме выше, чем во всех предыдущих схемах. Благодаря этому упрощается конструкция сглаживаюпих фильтров и уменьшается коэффициент пульсации.

Основным недостатком схемы с нулевым выводом является поличие потока подмагничивания, создаваемого постоянными составляющими фазных токов вторичной обмотки трансформатора. Этот поток увеличивает потери трансформатора и вынуждает увешчивать сечение сердечника, чтобы избежать его насыщения.

Трехфазная двухтактная схема (схема Ларионова) изображена на рис. 13.8, *а*. Эта схема содержит шесть вентилей, объединенных в две группы: катодную — с объединенными катодами (вентили VD_1 , VD_2 , VD_3) и анодную — с объединенными анодами (вентили VD_4 , VD_5 , VD_6). Вторичная обмотка трансформагора может быть соединена как звездой, так и треугольником. Для удобства пояснения принципа работы схемы на графике (рис. 13.8, δ) изображены не фазные, а линейные напряжения вторичной обмотки трансформатора (U_{ab} , U_{bc} и U_{ca}). Нетрудно видеть, что ток через сопротивление нагрузки в

Нетрудно видеть, что ток через сопротивление нагрузки в каждую 1/6 часть периода будет проходить под действием того пинейного напряжения, которое по своей абсолютной величине япляется наибольшим (эти участки напряжений обозначены на графике жирными линиями). Так, например, с момента t_1 до t_2 наибольшим будет мгновенное значение напряжения U_{ab} с плюсом на зажиме «*a*» и минусом на зажиме «*b*». При этом ток будет проходить через вентили VD_3 и VD_5 . В следующую 1/6 часть периода наибольшим будет напряжение U_{ca} с минусом на зажиме «*c*» и плюсом на зажиме «*a*», а ток будет проходить через вентили VD_3 и VD_5 . В следующую 1/6 часть периода наибольшим будет напряжение U_{ca} с минусом на зажиме «*c*» и плюсом на зажиме «*a*», а ток будет проходить через вентили VD_3 и VD_4 и т. д. Как видно, длительность протекания тока через каждый вентиль составляет 1/3 периода (рис. 13.8, *e*).

За время периода ток в нагрузке $i_{\rm H}$ пульсирует 6 раз. Кривая выпрямленного напряжения $U_{\rm H}$ повторяет форму кривой вы-

прямленного тока. Обратное максимальное напряжение на всп тиле равно линейному напряжению вторичной обмотки транс форматора, так как непроводящий вентиль, например VD_{-} п интервале времени $t_2 - t_3$ одним концом подключен к фазе «*b*» трансформатора, а другим — через проводящий вентиль VD_4 пли VD_6 к фазе «*c*» или «*a*» в зависимости от того, какой из вентилей в данный момент является проводящим.

Все основные расчетные соотношения приведены в табл. 13.1.

Наименование параметра	Схема выпрямления				
	однофазная однотактная	двухфазная однотактная	однофазная двухтактная	трехфазная однотактная	трехфазнан днухтактнан
Среднее значение напря- жения на нагрузке U _{ср}	(1/π) <i>U</i> _{2m} или 0,45 <i>U</i> ₂	(2/π)U _{2m} или 0,9U ₂	(2/π) <i>U</i> _{2m} или 0,9 <i>U</i> ₂	0,826 <i>U</i> _{2m} или 1,17 <i>U</i> ₂	0,9 61// или 2,34//
Среднее значение тока в нагрузке I _{ср}	$(1/\pi)I_{2m}$	(2/π) <i>I</i> _{2m}	(2/π) <i>l</i> _{2m}	0,826/ _{2m}	0,961/
Максимальное значение напряжения вторичной обмотки трансформа- тора U _{2m}	πU _{cp}	(π/2)U _{cp}	(π/2)U _{cp}	1,21 <i>U</i> _{cp}	1,04 <i>U</i> .
Максимальное значение тока вторичной обмотки трансформатора <i>I</i> _{2m}	πl_{cp}	$(\pi/2)I_{cp}$	$(\pi/2)I_{cp}$	1,21/ _{cp}	1,04/
Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформа- тора U ₂	2,22 <i>U</i> _{cp}	1,11 <i>U</i> cp	1,11 <i>U</i> _{cp}	0,855 <i>U</i> _{cp}	0,4 28 <i>U</i> .
Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора <i>I</i> 2	1,57/ _{cp}	0,785/ _{cp}	1,11/ _{cp}	0,587/ _{cp}	0,815/
Расчетная мощность трансформатора Р _р	3,5 <i>P</i> _{cp}	1,74P _{cp}	1,23 <i>P</i> _{cp}	1,35 <i>P</i> _{cp}	1,015P
Максимальное значение тока вентиля <i>І_{ттв}</i>	πl_{cp}	(π/2)/ _{cp}	(π/2)/ _{cp}	1,21/ _{cp}	1,04/.
Действующее значение тока вентиля I _в	1,57/ _{cp}	0,785/ _{cp}	0,785/ _{cp}	0,587/ _{cp}	0,587/
Максимальное обратное напряжение на вентиле U _{обр m}	πU_{cp}	πU_{cp}	(π/2) <i>U</i> _{cp}	2,09 <i>U</i> _{cp}	1,04 <i>U</i> .,
Коэффициент пульса- ций k _л	1,57	0,67	0,67	0,25	0,057
Число вентилей в схеме	1	2	4	3	6

Таблица 13.1. Расчетные соотношения схем выпрямителей

По сравнению с однотактной схемой ток во вторичной обмотке каждой фазы трансформатора протекает в оба полупериона, поэтому такая схема называется двухтактной. Поскольку этот ток протекает в противоположных направлениях, то постоянная составляющая во вторичной обмотке трансформаора отсутствуст, что исключает подмагничивание сердечника и уменьшает его габариты. Высокая частота пульсаций (шесть импульсов за период) значительно уменьшает коэффициент пульсаций, а также размеры и вес сглаживающего фильтра.

К недостаткам схемы следует отнести наличие шести вентилей вместо трех, что приводит к некоторому увеличению потерь выпрямителе, так как два одновременно работающих вентиля иключены последовательно.

13.6. Управляемые выпрямители на тиристорах

При эксплуатации выпрямителей бывает необходимо плавно изменять (регулировать) значение выпрямленного напряжения. Эго можно осуществлять как на стороне постоянного, так и на стороне переменного тока [59].

В настоящее время для регулирования выпрямленного напряжения применяют тиристоры. Тиристор представляет собой полупроводниковый прибор четырехслойной структуры, обраующей три *p-n* перехода. Он имеет три вывода: анод А, катод К и управляющий электрод У. Принцип его действия упрощенно можно пояснить так. При подаче на тиристор прямого напряжения — плюс на анод, минус на катод — тиристор закрыт, и ток через него не протекает. Перевод тиристора из закрытого состояния в открытое осуществляется подачей на управляющий мектрод У положительного потенциала, под действием которого тиристор открывается и через него протекает прямой ток. Открытие тиристора происходит очень быстро (15-20 мкс), что обусловливает появление во внешней цепи большого тока. Для сто ограничения последовательно с тиристором обычно включается катушка индуктивности. Запирающие свойства тиристора восстанавливаются лишь после уменьшения прямого тока до нуля на время, достаточное для рассасывания носителей зарялов в области среднего *p-n* перехода. Поэтому тиристор является иснтилем, в котором управляется только момент его включения. Управление тиристором может быть амплитудным, фазовым и импульсно-фазовым.

Однополупериодный однофазный управляемый выпрямитель (рис. 13.9). В этой схеме силовой трансформатор имеет две вто ричные обмотки: основную w_1 , которая служит для питания схемы выпрямителя, и управляющую w_2 , с которой снимается папряжение управления u_y , подаваемое на управляющий электрот тиристора. Для установления требуемого момента отпиранны тиристора, т. е. угла открытия α_{τ} , в схеме имеется фазорегулятор RL, где L — дроссель насыщения. Изменяя индуктивность дрос селя подмагничивающим током, регулируется угол открытия α_{τ} , т. е. угол сдвига по фазе между анодным u_2 и управляющим u_y напряжением.



Рис. 13.9. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя на тиристорах

В тот момент, когда управляющее напряжение u_y оказывается положительным, тиристор отпирается. Запирание тиристора происходит в момент появления отрицательного потенциала u_2 на аноде тиристора. Резистор R_2 ограничивает значение тока управления.

Схема однофазного двухполупериодного выпрямителя на тиристорах приведена на рис. 13.10, *а*.

Вторичная обмотка трансформатора имеет вывод от средней точки. Аноды тиристоров подключены к крайним выводам вторичной обмотки, а катоды соединены вместе и служат поло жительным полюсом выпрямленного напряжения. Нагрузка $R_{\rm n}$ подключена к катодам тиристоров и средней точке вторичной обмотки трансформатора. На управляющие электроды подают ся управляющие импульсы напряжения $u_{\rm y1}$ и $u_{\rm y2}$, формируемые системой управления синхронно с напряжением сети. Система управления позволяет осуществлять изменение фазы управляющих импульсов относительно фазных напряжений u'_2 и u''_2 вторичной обмотки трансформатора.

Тиристоры работают поочередно. Открывается тот тиристор, на аноде которого действует положительное напряжение и на управляющий электрод подан отпирающий импульс напряжения (момент t_1 на рис. 13.10, δ). Так, во время первого полупериода ($t_0 - t_2$) положительное напряжение сети на аноде первого тиристора VS_1 , во время второго полупериода — на аноде второго тиристора VS_2 . Отпирающие импульсы напряжения u_{y1} и u_{y2} подаются от системы управления с некоторой задержкой на угол α_{r} относительно начал положительных напряжений u'_2 и u''_2 .





Рис. 13.10. Однофазный однополупериодный выпрямитель на тиристорах: *a* — схема электрическая; *б* — эпюры напряжений и токов

В момент t_1 открывается тиристор VS_1 , напряжение U_0 на нагрузке $R_{\rm H}$ скачком возрастает, а затем изменяется по кривой фазного напряжения u'_2 . В момент t_2 напряжение u_2' спадает до нуля, и тиристор VS_1 закрывается. В момент t_3 открывается тиристор VS_2 и остается открытым до момента t_4 , когда напряжение на его аноде уменьшится до нуля. В интервале времени $t_2 - t_3$ оба тиристора закрыты и напряжение на нагрузке равно нулю. И так процесс повторяется. Системой управления можно изменять угол управления, время начала работы каждого тиристора, а следовательно, и среднее выпрямленное напряжение U_0 и ток I_0 . При работе на активную нагрузку кривая выпрямленного тока повторяет форму кривой выпрямленного напряжения U_0 . В выпрямителях на тиристорах можно плавно регулировать выпрямленное напряжение в широких пределах.

Однофазная мостовая схема выпрямителя на тиристорах при ведена на рис. 13.11. Здесь управляющее напряжение подается на тиристор VS_1 от средней точки *I* вторичной обмотки трансформа тора TV_{y} . На второй тиристор VS_2 управляющее напряжение по дается с фазосдвигающей цепочки R_3C (точки 2). Измененис угла открытия $\alpha_{\rm T}$ осуществляется переменным резистором R_1 Диоды VD_3 и VD_4 замыкают цепи управления тиристоров.

Процессы в схеме происходят следующим образом. В положи тельный полупериод управляющего напряжения u_y ток управления проходит по цепи: точка *I*, резистор R_1 , тиристор VS_1 , диод VD_4 , резистор R_3 , точка *3*. Тиристор VS_1 открывается, и выпрямленным ток протекает от вторичной обмотки силового трансформатора // через VS_1 , нагрузку R_0 , диод VD_1 .





Рис. 13.12. Трехфазная мостовая схема выпрямителя на тиристорах

Рис. 13.11. Мостовая однофазная схема выпрямителя на тиристорах

В отрицательный полупериод управляющего напряжения ток управления проходит по цепи: точка *3*, резистор R_3 , резистор R_2 , тиристор VS_2 , диод VD_3 , точка *I*. Открывается тиристор VS_2 , и вы прямленный ток протекает от вторичной обмотки силового транс форматора *TV* через VS_2 , нагрузку R_1 , диод VD_2 . Обмотки транс форматоров *TV* и TV_y обычно совмешаются на одном сердечнике. Угол открытия α_т изменяется в пределах от 20 до 160°. Такой разброс в пределах регулирования является следствием того, что при синусоидальном напряжении тиристоры имеют большой разброс по времени открывания. Уменьшение разброса регулирования можно осуществить, подавая на управляющий электрод импульсы с крутым передним фронтом. Для этого применяют транзисторные генераторы импульсов.

Трехфазная мостовая схема управляемого выпрямителя приведена на рис. 13.12. Регулировка выходного напряжения в трехфазных схемах осуществляется так же, как и в однофазных. Тиристоры открываются управляющими импульсами, а запираются при поступлении на их аноды отрицательного напряжения.

Контрольные вопросы

1. Назовите простейшие источники питания и их типы.

2. Изобразите структурные схемы нерегулируемых и регулируемых выпрямителей.

3. Нарисуйте схему однофазного однотактного выпрямителя, поясните ее работу с помощью эпюр, графиков и выражений для U_{cp} , I_{cp} , U_{2m} , I_{2m} , I_2 , U_2 , P_p , P_p , k_n .

4. Составьте схему двухфазного однотактного выпрямителя, поясните ее работу с помощью эпюр, графиков и выражений для U_{cp} , I_{cp} , U_{2m} , I_{2m} , I_2 , U_2 , k_n .

5. По схеме однофазного двухтактного выпрямителя поясните его работу с номощью эпюр, графиков и выражений для U_{cp} , I_{cp} , U_{2m} , I_{2m} , I_2 , U_2 , P_p , k_p .

6. Для схемы трехфазного однотактного выпрямителя покажите графики и выражения для токов и напряжений, поясните его работу с помощью эпюр (рис. 13.7).

7. Нарисуйте схему трехфазного двухактного выпрямителя, поясните се работу с помощью эпюр, графиков и выражений для токов и напряжений (рис. 13.8). Перечислите достоинства и недостатки схемы выпрямителя.

8. Изобразите схему однофазного однополупериодного управляемого пыпрямителя, поясните ее работу с помощью эпюр, графиков и выражений для токов и напряжений (рис. 13.9).

9. Нарисуйте схему однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя, поясните ее работу с помощью эпюр, графиков и выражений для токов и напряжений (рис. 13.10).

10. Изобразите схему однофазного мостового выпрямителя на тиристорах, поясните работу с помощью эпюр, графиков и выражений для токов и напряжений (рис. 13.11).

Глава 14 СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

14.1. Общие сведения о фильтрах вторичных источников питания

Как было показано в предыдущих параграфах, выпрямленное напряжение на выходе выпрямителей обладает большими пульсациями. Последние обусловливают наличие переменнои составляющей выпрямленного напряжения, которая создает фон на выходе питаемых радиоустройств. Это ухудшает слухо вое и визуальное восприятие, а поступление сигналов с фоном на вход автоматических устройств приводит к появлению недо пустимых ошибок. Питание таким напряжением электроннолучевых трубок приводит к размыванию отметок целей на ин дикаторах, модуляции яркости, появлению сеток и других нежс лательных явлений. Поэтому для исключения или частичного уменьшения влияния пульсаций выпрямленного напряжения на качество работы аппаратуры между выпрямителем и потребителем устанавливают сглаживающие фильтры.

В зависимости от потребителя предъявляются те или иные требования к величине пульсации подводимого напряжения. При проектировании выпрямителей коэффициент пульсации на выходе фильтра k'_n обычно бывает задан. Для сравнительной оценки фильтров по качеству сглаживания введено понятие коэффициента сглаживания

$$k_c = \frac{k_n}{k_n'},\tag{14.1}$$

где $k_{\rm n}$ и $k'_{\rm n}$ — коэффициенты пульсаций до и после фильтра.

Фильтры собираются из конденсаторов и дросселей. Конденсаторы включают параллельно нагрузке, дроссели — последовательно. К простейшим фильтрам относятся индуктивный и емкостный фильтры. Первый содержит только одну индуктивность, второй — только одну емкость. К сложным фильтрам относятся Г- и П-образные фильтры. Они бывают однозвен ные и многозвенные. В ряде случаев при выпрямлении слабых токов вместо индуктивностей используют активные сопротивления. Основные схемы сглаживающих фильтров показаны на рис. 14.1 [77].

При выборе того или иного типа фильтра для выпрямителей мощностью до киловатта исходят из величины сопротивления нагрузки $R_{\rm H}$: для индуктивных — 10–20 Ом; Г-образных — 10–2000 Ом; П-образных — 1–100·10³ Ом; емкостных — более 100·10³ Ом.



Рис. 14.1. Схемы сглаживающих фильтров: *а* – индуктивного; *б* – емкостного; *в*, *г* – однозвенных Г-образных *LC*- и *RC*-фильтров; *д*, *е* – однозвенного П-образного; *ж*, *з* – двухзвенного Г- и П-образного

В зависимости от того, какой элемент фильтра включен перным после выпрямителя (емкость или дроссель), различают емкостную реакцию фильтра на выпрямитель или индуктивную. При этом нарушаются установленные нами связи между расчетными параметрами элементов выпрямителя и нагрузки (U_{cp} и I_{cp}), приведенными в табл. 13.1.

Если при включении фильтра с индуктивной реакцией наблюдаются незначительные отклонения и ими в приближенных расчетах можно пренебречь, то при включении фильтра с емкостной реакцией они существенны и их необходимо учитывать.

14.2. Работа выпрямителя на фильтр с емкостной реакцией

Рассмотрим работу двухфазной однотактной схемы (рис. 14.2) с емкостным фильтром. В отличие от предыдущих параграфов будем учитывать внутренние сопротивления обмоток трансформатора R_r и вентиля в проводящем направлении R_{np} . В связи с этим очевидно, что ЭДС e_2 фазы вторичной обмотки больше напряжения u_2 на величину падения напряжения на сопротивлении R_r .



Форма ЭДС e_2 на выходе выпрямителя при отсутствии смикости представляет собой пульсирующую кривую, состоящую из положительных полупериодов синусоиды (рис. 14.2, δ). При наличии емкости будет наблюдаться периодический заряд се поочередно через вентили VD_1 и VD_2 и последующий разряд се на сопротивлении нагрузки $R_{\rm H}$. Форма напряжения на зажимах емкости, а следовательно, и нагрузки при этом становится более сглаженной ($U_c = U_{\rm H}$). Напряжение на зажимах заряжению ного конденсатора U_c плюсом приложено к катодам вентилей

и эквивалентно некоторой противоЭДС, как это бывает при прядке аккумуляторов. Очевидно, что токи i'_2 и i''_2 в полуобмотках и через вентили будут протекать только тогда, когда мгновенные значения ЭДС e'_2 и e''_2 фазных обмоток превысят келичину противоЭДС (U_c).

Как видно из графика (рис. 14.2, б и в), заряд конденсатора начинается с момента времени t_1 и продолжается до тех пор, пока напряжение U_c не станет равным ЭДС e'_2 . При этом ток i'_2 , протекающий через вентиль VD_1 , уменьшается до нуля. В момент времени t_2 заряд конденсатора прекращается и начинается разряд на сопротивлении R_{μ} . Напряжение U_c конденсатора при сто разряде спадет по экспоненте, наклон которой определяется постоянной времени $\tau = RC$.

Таким образом, чем больше $R_{\rm H}$ и C, тем медленнее будет спалать напряжение на конденсаторе. В идеальном случае для конденсатора с бесконечно большой емкостью C и для большого сопротивления нагрузки $R_{\rm H}$ напряжение на зажимах нагрузки будет постоянным, т. е. $U_{\rm H} = U_{\rm c} = U_{\rm cp}$ (рис. 14.2, г). Из графиков видно, что при наличии емкости длительность протекания тока i'_2 в фазе (полуобмотка трансформатора, вентиль, конденсагор) меньше, чем $\frac{2\pi}{p}$, где p — число пульсаций за период. Угол, определяемый интервалом протекания тока в фазе, зависящий от величин C и $R_{\rm H}$, принято обозначать через 2 Θ . Величину Θ , при которой ток в фазе, а следовательно, и через вентиль прекращается (отсекается), называют углом отсечки.

Найдем связи между углом отсечки и расчетными параметрами нагрузки и элементов выпрямителя. Для упрощения анализа будем считать, что емкость конденсатора $C = \infty$ и конденсатор заряжен. Графики для этого случая изображены на рис. 14.2, *е* и *д*. Если начало координат выбрать при амплитудном значении ЭДС e_2 , то закон ее изменения будет определяться выражением

$$e_2 = E_{2m} \cos \omega t$$
.

Так как ток в фазе начинает протекать, когда $e_2 > U_c$, то мгноиснный ток в цепи «полуобмотка трансформатора — вентиль конденсатор»

$$i_2 = \frac{e_2 - U_c}{R_{\rm T} + R_{\rm np}} = \frac{E_{2m} \cos \omega t - U_{\rm cp}}{R_{\rm B}},$$
(14.2)

где $R_{\rm B} = R_{\rm T} + R_{\rm np}$ — сопротивление цепи фазы выпрямителя ($R_{\rm c} = 0$, так как $C = \infty$,); $u_c = U_{cp}$ — напряжение на конденсаторе, равнос среднему значению напряжения на нагрузке, так как $C = \infty$.

Очевидно, что при $\omega t = 0$ ток в фазе и через вентиль будет иметь максимальное значение и определится выражением

$$I_{2m} = \frac{E_{2m} - U_{\rm cp}}{R_{\rm n}},$$
 (14.3)

Из графика (рис. 14.2, д) видно, что мгновенное значение тока в полуобмотке трансформатора и через вентиль будет равно нулю, когда $\omega t = \Theta$. т. е.

$$0 = \frac{E_{2m} \cos \Theta - U_{\rm cp}}{R_{\rm B}},$$

откуда среднее значение напряжения на нагрузке

(14.4)

 $U_{\rm cp} = E_{2m} \cos \Theta.$ (14.4) Таким образом, среднее значение выпрямленного напряже ния на нагрузке при наличии между выпрямителем и нагрузкой емкостного фильтра зависит от величины угла отсечки.

Заметим, что мгновенные значения токов *i*₂ и *i*_н по форме кривых будут различны. Ток $i_2 = i'_2 + i''_2$ повторяет форму полуимпульсов тока фаз выпрямителя (рис. 14.2, θ), а ток $i_{\rm H}$ — кривую напряжения на нагрузке (рис. 14.2, б). Это объясняется тем, что в моменты времени $t_1 - t_2$ ток i_2 распределяется между сопротивлением нагрузки и конденсатором, заряжая последний $(i_2 = i_c + i_{\rm H})$, а затем с момента времени t_2 та часть тока i_2 , которая поступала на конденсатор (i_c), будет возвращаться на сопротивление нагрузки. Вследствие этого и получается, что форма кривой тока на нагрузке повторяет форму кривой напряжения. Средние же значения токов *i*₂ и *i*_н будут одинаковыми.

Найдем среднее значение выпрямленного тока. Учитывая, что $U_{cn} = E_{2m} \cos \Theta$, выражение для мгновенного тока i_2 можно привести к виду

$$i_{2} = \frac{E_{2m} \cos \omega t - E_{2m} \cos \Theta}{R_{\rm B}} = \frac{E_{2m}}{R_{\rm B}} (\cos \omega t - \cos \Theta).$$
(14.5)

В общем случае среднее значение тока определяется формулой

$$I_{\rm cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2 d\omega t,$$

л для рассматриваемой схемы, на выходе которой ток *i*₂ за временной интервал 2π содержит *р* одинаковых импульсов, получим

$$I_{\rm ep} = \frac{p}{2\pi} \frac{E_{2m}}{R_{\rm B}} \int_{-\Theta}^{\Theta} (\cos \omega t - \cos \Theta) d\omega t = \frac{p}{\pi} \frac{E_{2m}}{R_{\rm B}} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta). \quad (14.6)$$

Tak kak
$$E_{2m} = \frac{U_{cp}}{\cos\Theta}$$
, το $I_{cp} = \frac{p}{\pi} \frac{U_{cp}}{R_{B}\cos\Theta} (\sin\Theta - \Theta\cos\Theta)$

или окончательно

$$I_{\rm cp} = \frac{p}{\pi} \frac{U_{\rm cp}}{R_{\rm B}} ({\rm tg}\Theta - \Theta), \qquad (14.7)$$

г. с. среднее значение тока на нагрузке так же, как и напряжение, зависит от величины угла отсечки.

Полученное уравнение, определяющее величину угла Θ , является трансцендентным и решается графическим путем. Обозначим tg $\Theta - \Theta = A$, тогда

$$I_{\rm cp} = \frac{p}{\pi} \frac{U_{\rm cp} A}{R_{\rm g}},$$
 (14.8)

откуда

$$A = \frac{I_{\rm cp} \pi R_{\rm B}}{p U_{\rm cp}} = \frac{\pi R_{\rm B} I_{\rm cp}}{p I_{\rm cp} R_{\rm H}} = \frac{\pi R_{\rm B}}{p R_{\rm H}},$$
(14.9)

1. с. коэффициент *A* может быть определен, если заданы I_{cp} , U_{cp} и число импульсов *p* выпрямленного тока за период. Для облегчения расчетов в справочной литературе приведены графики $A = f(R_{_{\rm B}}/R_{_{\rm H}})$ и $\Theta = f(A)$ (рис. 14.3, *a*, *б*).

Обычно в начале расчета выпрямителя выбирается его схема и намечается тип вентилей, т. е. становятся известными *p* и R_{np} . Затем ориентировочно в зависимости от мощности трансформатора и сопротивления нагрузки по графику (рис. 14.4) нахолят сопротивление трансформатора R_{T} , необходимое для определения величины $R_{p} = R_{T} + R_{np}$.

Зная величины $R_{\rm B}$ и $R_{\rm H}$, по графику (рис. 14.3, *a*) определяют коэффициент *A*, а по графику (рис. 14.3, *б*) — величину угла отсечки Θ . Полученную величину Θ используют в дальнейшем для определения действующих и максимальных значений токов и напряжений вторичной обмотки трансформатора и вентилей



Рис. 14.3. Расчетные графики $A = f(R_{\rm B}/R_{\rm H})$ и $\Theta = f(A)$



Рис. 14.4. Зависимость $(R_{T}/R_{H}) = f(P_{T})$

по формулам: действующее значение напряжения фазы вторичной обмотки трансформатора $U_2 = BU_{cp}$; действующее значение тока $I_2 = \frac{D}{p} I_{cp}$; максимальное значение тока вторичной обмотки трансформатора и вентиля $I_{2m} = \frac{F}{p} I_{cp}$.

Величины пересчетных коэффициентов *B*, *D* и *F* определяются по графикам в функции от Θ или от *A* (рис. 14.5). В справочной литературе в основном приводятся графики в функции от *A*, так как исключаются промежуточные расчеты для определения $\Theta = f(A)$.



Рис. 14.5. Графики для определения пересчетных коэффициентов (В, D, F, H)

Коэффициент пульсации напряжения после фильтра, т. е. на ижимах *a*, *б* нагрузки (см. рис. 14.2, *a*), также зависит от величины угла отсечки и определяется формулой

$$k'_{\rm n} = \frac{10^6}{2CR_{\rm H}f} \frac{\frac{\pi}{p} - \Theta}{\pi}$$
(14.10)

лли

$$k'_{\rm m} = \frac{H}{CR_{\rm m}},\tag{14.11}$$

где H — пересчетный коэффициент, который определяется, как и другие коэффициенты, по графику $H = f(\Theta)$ или H = f(A) (рис. 14.5, *в*). Емкость в приведенных формулах выражена в микрофарадах.

Коэффициент пульсации k'_n на выходе емкостного фильтра гак же, как и на выходе выпрямителя, может быть выражен через отношение амплитуды первой гармоники переменной составляющей напряжения $U_{\sim 1m}$ после фильтра к среднему значе нию напряжения U_{cp} .

Как следует из рис. 14.2, U_{-1m} наблюдается в момент време ни t_2 , когда происходит отсечка, т. е. при $\omega t = \Theta$. С этого момен та времени начинается разряд конденсатора. Так как начало ко ординат выбрано при $e'_2 = E_{2m}$, то мгновенное значение первои гармоники переменной составляющей напряжения на выхолс фильтра в процессе разрядки конденсатора становится равным нулю при $\omega t = \pi/p$. Тогда интервал $\omega \Delta t$, в течение которого про исходит перепад напряжения $\Delta U = U_{-1m} - 0 = U_{-1m}$, определится разностью

$$\omega \Delta t = \frac{\pi}{p} - \Theta, \qquad (14.12)$$

откуда интервал времени

$$\Delta t = \frac{\frac{\pi}{p} - \Theta}{\omega}.$$
 (14.13)

Так как перепад напряжения по первой гармонике при разря де конденсатора

$$\Delta U = U_{-1m} = \frac{\Delta q}{C},$$

где $\Delta q = I_{cp} \Delta t$ — разряд конденсатора за рассматриваемый проме жуток времени, то коэффициент пульсации на выходе емкостно го фильтра

$$k'_{\pi} = \frac{U_{-1m}}{U_{\rm cp}} = \frac{\Delta q}{CU_{\rm cp}} = \frac{I_{\rm cp}\Delta t}{CU_{\rm cp}} = \frac{I_{\rm cp}\left(\frac{\pi}{p} - \Theta\right)}{CU_{\rm cp}\omega}.$$
 (14.14)

Учитывая, что $U_{cp} = I_{cp}R_{H}$, то

$$k'_{\rm n} = \frac{\left(\frac{\pi}{p} - \Theta\right)}{CR_{\rm H} 2\pi f},\tag{14.15}$$

На практике при проектировании выпрямителей обычно бынает задано требуемое значение k'_n . Тогда необходимую величину емкости конденсатора (в микрофарадах) определяют по формуле

$$C = \frac{H}{k'_{\rm m}R_{\rm H}}.$$
 (14.16)

При включении емкостного фильтра напряжение на выходе при холостом ходе равно амплитудному напряжению фазы трансформатора и практически остается постоянным, без пульсации.

С увеличением тока нагрузки, что происходит при уменьшении сопротивления нагрузки, ухудшаются сглаживающие свойства фильтра (пульсации выпрямленного напряжения увеличиваются). Это объясняется тем, что при уменьшении $R_{\rm H}$ уменьшается постоянная времени разряда конденсатора $\tau = R_{\rm H}C$. Последнее обстоятельство и указывает на целесообразность применения емкостных фильтров только при высокоомных нагрузках.

14.3. Работа выпрямителя на фильтр с индуктивной реакцией

Работа выпрямителя на фильтр, начинающийся с дросселя, аналогична работе выпрямителя на нагрузку активно-индукпивного характера (обмотка возбуждения генератора, обмотка электромагнитного реле, контактора и т. д.). Простейшая схема однофазного однотактного выпрямителя с индуктивным фильгром и активной нагрузкой показана на рис. 14.6, *а*. На графике рис. 14.6, *б* приведены кривые изменения напряжения вторичной обмотки трансформатора и тока в цепи нагрузки.



Рис. 14.6. Выпрямитель с индуктивным фильтром: и схема выпрямителя; б — форма кривых напряжения вторичной обмотки трансформатора и тока в цепи нагрузки

Как видно, в проводящие полупериоды ток в цепи нагрузки под воздействием напряжения вторичной обмотки трансформатора $\sim u_2$ возрастает намного медленнее, чем само напряже-

ние $\sim u_2$. Различие форм кривых тока и напряжения обусловле но противоЭДС индукции, возникающей в дросселе, которая замедляет нарастание тока в нагрузке. Когда напряжение на чинает спадать, противоЭДС индукции изменяет свой знак и тормозит снижение тока в нагрузке. В результате время, в тече ние которого ток протекает по нагрузке, оказывается несколько большим, чем половина периода выпрямленного тока, как это было бы при чисто активной нагрузке. Следовательно, пульса ции выпрямленного тока и напряжения на нагрузке будут мень шими. Очевидно, что дроссель, включенный последовательно с активным сопротивлением нагрузки, оказывает большое со противление лишь переменной составляющей тока. Поэтому для улучшения сглаживающего действия фильтра необходимо увеличивать индуктивность дросселя, чтобы

$$\omega_{1}L_{n} >> R_{H} + R_{n},$$

где $\omega_{-1} = p\omega$ — частота первой гармонической составляющен выпрямленного напряжения (тока), а ω — частота напряжения (тока) сети. Таким образом, чем больше постоянная времени цени $\tau = L/(R_{\rm H} + R_{\rm др})$, тем лучше сглаживающее действие фильтра. Для определения коэффициента сглаживания $k_{\rm c}$ восполь

Для определения коэффициента сглаживания k_c воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 14.7). Здесь пульсирующес напряжение с выхода схемы выпрямления представлено в виде суммы двух составляющих: постоянной U_{cp} и переменной u_{c} .



Рис. 14.7. Эквивалентная схема к расчету индуктивного фильтра

Активным сопротивлением дросселя вследствие его малости в дальнейших рассуждениях будем пренебрегать. При таких усло виях коэффициенты пульсации до фильтра k_n и после фильтра k'_n соответственно можно записать так:

$$k_{\rm m} = \frac{U_{\sim 1m}}{U_{\rm cp}}$$
 $H_{\rm m} k'_{\rm m} = \frac{U'_{\sim 1m}}{U_{\rm cp}},$

где $U_{\sim 1m}$ — амплитуда первой гармоники переменной составляющей на входе фильтра; $U'_{\sim 1m}$ — амплитуда первой гармоники переменной составляющей после фильтра.

Тогда коэффициент сглаживания

$$k_{\rm c} = \frac{k_{\rm n}}{k'_{\rm n}} = \frac{U_{-1m}}{U'_{-1m}} = \frac{I_{-1m}Z}{I_{-1m}R_{\rm n}} = \frac{Z}{R_{\rm n}} = \frac{\sqrt{R_{\rm n}^2 + (p\omega L)^2}}{R_{\rm n}}, \quad (14.17)$$

где $Z = \sqrt{R_{\rm H}^2 + (p \,\omega L)^2}$ — полное сопротивление цепи.

Поскольку при проектировании фильтров бывает задано k'_{n} или k_{c} , а требуется определить индуктивность дросселя, то, воспользовавшись полученным выражением (14.17), запишем

$$k_{\rm c}^2 R_{\rm H}^2 = R_{\rm H}^2 + (p\omega L)^2,$$

откуда

$$L^{2} = \frac{k_{c}^{2} R_{\mu}^{2} - R_{\mu}^{2}}{(p\omega)^{2}} = \frac{R_{\mu}^{2} (k_{c}^{2} - 1)}{(p\omega)^{2}}.$$
 (14.18)

Обычно $k_c >> 1$, тогда

$$L = \frac{k_c R_{\rm H}}{p\omega}, \Gamma {\rm H}.$$
(14.19)

Из этой формулы видно, что для получения минимальной индуктивности дросселя при заданном коэффициенте сглаживания такие фильтры выгодно применять в многофазных и двухтактных схемах при малых сопротивлениях нагрузки.

Соотношения между параметрами нагрузки (U_{cp} , I_{cp}) и параметрами элементов схемы выпрямления при включении индуктивного фильтра изменяются незначительно. Поэтому пракгически расчет выпрямителя с индуктивной реакцией можно выполнять по значениям, приведенным в табл. 13.1. Для уменьшения погрешности расчета используют рекомендации справочной литературы.

14.4. Сложные фильтры

Как отмечалось ранее, сложные фильтры состоят из нескольких элементов и бывают однозвенные и многозвенные. Однозвенный Г-образный *LC*-фильтр содержит индуктивность, включенную первым элементом последовательно с нагрузкой, и емкость, включенную параллельно нагрузке. Функции, выполняемые этими элементами, аналогичны рассмотренным в простых фильтрах. Для обеспечения требуемого коэффициента сглаживания *k*_c должны выполняться условия

$$\omega_{\sim 1}L >> 5R_{\rm H}$$
 и $\frac{1}{\omega_{\sim 1}C} << R_{\rm H}$, (14.20)

где $\omega_{-1} = p\omega$ — частота первой гармонической составляющей выпрямленного тока.

Практически считается достаточным, если

$$\omega_{-1}L = 5R_{\rm H} \,\,\mathrm{M} \,\frac{1}{\omega_{-1}C} = \frac{1}{5}R_{\rm H}.$$
(14.21)

Поскольку $\omega_{-1}L >> R_{_{\rm H}} >> \frac{1}{\omega_{-1}C},$

то Г-образный фильтр будет оказывать на выпрямитель индук тивную реакцию. Следовательно, расчет выпрямителя, на выхо де которого включен Г-образный *LC*-фильтр, производится но тем же соотношениям (см. табл. 13.1), что и расчет выпрямителя с *L*-фильтром.

Коэффициент сглаживания Г-образного *LC*-фильтра в соот ветствии с эквивалентной схемой (рис. 14.8) при условии, что активным сопротивлением дросселя пренебрегаем, определит ся выражением

$$k_{\rm c} = \frac{k_{\rm n}}{k_{\rm n}'} = \frac{U_{-1m}}{U_{-1m}'} = \frac{I_{-1m}Z}{I_{-1m}Z'} = \frac{Z}{Z'},$$
 (14.22)

где $Z' = \frac{R_{\rm H} \left(-j\frac{1}{p\omega C}\right)}{R_{\rm H} - j\frac{1}{p\omega C}}$ — комплексное сопротивление участка

цепи после дросселя;

$$Z = jp \omega L - \frac{R_{\mu}j \frac{1}{p\omega C}}{R_{\mu} - j \frac{1}{p\omega C}} -$$
комплексное сопротивление всен

цепи после выпрямителя.



Рис. 14.8. Эквивалентная схема LC-фильтра

Учитывая, что $R_{\rm H} >> \frac{1}{\rho \omega C}$, сопротивление участка цепи после дросселя можно принять равным

$$Z' \approx -j \frac{1}{p\omega C},\tag{14.23}$$

а всей цепи после выпрямителя

$$Z = jp\omega L - j\frac{1}{p\omega C}.$$
 (14.24)

Тогда после перехода от комплексных величин к их модулям коэффициент сглаживания

$$k_{\rm c} = \frac{Z}{Z'} = \frac{p\omega L - \frac{1}{p\omega C}}{\frac{1}{p\omega C}} = \frac{p\omega L}{\frac{1}{p\omega C}} - 1 = p^2 \omega^2 L C - 1.$$
(14.25)

При заданном коэффициенте сглаживания фильтра необходимая величина произведения *LC* определяется по формуле

$$LC = \frac{k_{\rm c} + 1}{p^2 \omega^2} \cdot 10^6, \ \Gamma \mathbf{H} \cdot \mathbf{M} \mathbf{K} \Phi.$$
(14.26)

Если $\omega = 314 \, 1/c$, а емкость *C* выражена в микрофарадах, то

$$LC \approx \frac{10(k_{\rm c}+1)}{p^2} \cdot 10^6, \, \Gamma {\rm H} \cdot {\rm M}{\rm K}\Phi.$$
 (14.27)

Практически для определения величины *LC* при заданном значении *k*_c пользуются графиком (рис. 14.9).



Рис. 14.9. Зависимость $LC = f(k_c)$

Для раздельного определения величин *L* и *C* учитываем соотношения

$$p\omega L = 5R_{\mu} \varkappa \frac{1}{p\omega C} = \frac{1}{5}R_{\mu}$$

Выбрав одну из этих величин по формуле

$$C \approx \frac{10(k_{\rm c}+1)}{Lp^2},$$
 мк Φ или $L \approx \frac{10(k_{\rm c}+1)}{Cp^2},$ Гн,

определяют вторую.

Если при включении одного из рассмотренных фильтров тре буемое значение коэффициента сглаживания не обеспечивает ся, применяют П-образный или многозвенные фильтры.

П-образный фильтр, вообще говоря, представляет собой двухзвенный фильтр (см. рис. 14.1, *г*), состоящий из последо вательно включенных емкостного C_1 - и Г-образного LC_2 -фильтров. Так как первым элементом является конденсатор, то реак ция на выпрямитель будет емкостная. Поэтому расчет выпря мителя и первого емкостного фильтра необходимо выполнять по методике, изложенной в п. 14.2, причем величину емкости (⁻) определяют по известному выражению

$$C_1 = \frac{H}{k'_{\rm H}R_{\rm H}}, \,\mathrm{MK}\Phi,$$

где $k'_{\rm n}$ — коэффициент пульсации после емкостного C_1 -фильтра. Его величину при этом рекомендуется выбирать в предслах 0,05–0,2.

Так как коэффициент сглаживания многозвенных фильтров, в том числе и П-образных, равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных звеньев

$$k = k_{c1} k_{c2} k_{c3} \dots k_{cn}, \qquad (14.28)$$

то при заданном коэффициенте сглаживания на выходе П-образного фильтра k_{cn} можно определить коэффициент сглаживания k_{cn} обеспечиваемый Г-образным фильтром

$$k_{\rm cr} = \frac{k_{\rm cr}}{k_{\rm cC_1}},$$
 (14.29)

где $k_{cC_1} = \frac{k_n}{k'_n}$ — коэффициент сглаживания на выходе емкостного фильтра.

о фильтра.

Затем по выражению

$$L \approx \frac{10(k_{\rm cr} + 1)}{C_2 p^2}, \, \Gamma \text{H}$$
 (14.30)

определяют величину индуктивности Г-образного фильтра. Емкость C₂ при расчетах П-образных фильтров рекомендуется выбирать равной емкости C₁.

Для получения более высоких значений коэффициентов сглаживания применяют многозвенные Г-или П-образные фильтры. Для упрощения их расчетов предусматривают равенство между коэффициентами сглаживания отдельных звеньев. Тогда параметры каждого звена *L* и *C* будут одинаковыми. Обычно многозвенные фильтры используют при $k_c > 100$.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение параметра, характеризующего уменьшение пульсаций напряжения на выходе фильтра.

2. Назовите типы простейших и сложных фильтров.

3. Нарисуйте основные схемы простейших и сложных однозвенных фильтров.

4. Поясните работу выпрямителя (см. рис. 14.2) на фильтр с емкостной реакцией.

5. Запишите выражение для коэффициента пульсации на выходе емкостного фильтра.

6. Поясните работу выпрямителя (см. рис. 14.6) на фильтр с индуктивной реакцией.

7. Запишите коэффициент сглаживания для выпрямителя с индуктивной реакцией (см. рис. 14.7).

8. Запишите выражения коэффициентов сглаживания для сложных фильтров (см. рис. 14.8).

Глава 15 СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Общие положения

Нормальная работа большинства радиоэлектронных устройств немыслима без поддержания величины напряжения в заданных пределах — стабилизации. В зависимости от характера работы радиоэлектронного устройства к источникам питания предъявляются различные требования по стабильности питающего напряжения. В табл. 15.1 приведены приближенные данные о требуемой стабильности питающих напряжений для различных радиоэлектронных устройств.

Электрические цепи радиозлектронных устройств	Допустимые нестабильности напряжения + ∆Ивых / Ивых, %		
Радиовещательные станции	2–3		
Ускоряющие цепи электронно-лучевых приборов в осциллографах, телевизорах и подобных приборах	0,5–0, 8		
Электронные микроскопы	5.10-4-10-3		
Клистронные генераторы	0,05–0,1		
Фокусирующие катушки телевизионных устройств	0,5–1		
Многокаскадные усилители постоянного тока и им подобные устройства	0,0050,01		

Таблица 15.1. Приближенные требования к стабильности питающих напряжений РЭС

Однако напряжение питания не остается постоянным, так как ряд дестабилизирующих факторов (возмущающих воздействий) вызывают его отклонение от требуемого значения. Основными среди дестабилизирующих факторов являются измененис сетевого напряжения и сопротивления нагрузки. Второстепен ными дестабилизирующими факторами являются: изменение температуры; влажности окружающей среды и др. Возмущающие воздействия могут изменяться во времени в виде ступенчатой функции, по линейному и другим законам. Уменьшения влияния дестабилизирующих факторов на значение напряжения питания достигается с помощью стабилизаторов напряжения.

Выпрямленное напряжение, питающее радиоэлектронные устройства, может изменяться не только вследствие колебаний напряжения сети переменного тока. Дестабилизирующими факгорами также могут быть окружающая температура, влажность, частота напряжения сети, величина нагрузки и др. Однако основными причинами нестабильности обычно являются колебания входного напряжения и нагрузки.

Таким образом, *стабилизатором напряжения* называется устройство, автоматически обеспечивающее поддержание с требусмой точностью напряжения на потребителе при изменении дестабилизирующих факторов в обусловленных пределах.

Различают параметрические и компенсационные стабилизаторы напряжения непрерывного и импульсного регулирования.

15.1. Параметрические стабилизаторы напряжения

Электропитание маломощных устройств РЭС с небольшим пределом изменения тока потребления обычно осуществляется от параметрических стабилизаторов напряжения (ПСН). Кроме того, эти стабилизаторы широко используются в качестве источников опорного напряжения (ИОН) в компенсационных стабилизаторах напряжения и тока.

Параметрический стабилизатор осуществляет стабилизацию выходного напряжения за счет свойств вольтамперных характеристик нелинейного элемента, например стабилитрона, стабистора, дросселя насыщения. Структурная схема параметрического стабилизатора приведена на рис. 15.1. В ней нелинейный элемент НЭ подключен к входному питающему напряжению U_0 через гасящий резистор $R_{\rm b}$ а параллельно НЭ включена нагрузка $R_{\rm H}$. При увеличении входного напряжения U_0 ток через нелинейный элемент НЭ увеличивается, в результате этого возрастаст падение напряжения на гасящем резисторе так, что выходное напряжение на нагрузке остается постоянным. Стабильность выходного напряжения в параметрическом стабилизаторе определяется наклоном вольтамперной характеристики НЭ и является невысокой. В параметрическом стабилизаторе нет возмож ности плавной регулировки выходного напряжения и точной установки его номинала.

Как отмечалось, для стабилизации постоянного напряжения в ПСН применяются элементы с нелинейной ВАХ. Одним из таких элементов является кремниевый стабилитрон. Основная схема однокаскадного ПСН приведена на рис. 15.2.



Рис. 15.1 Структурная схема параметрического стабилизатора напряжения



Рис. 15.2. Схема однокаскадного параметрического стабилизатора

В этой схеме при изменении входного напряжения $U_{\rm BX}$ на $\pm \Delta U_{\rm BX}$ ток через стабилитрон VD изменяется на $\Delta I_{\rm cr}$, что приво дит к незначительным изменениям напряжения на стабилитро не (на $\pm \Delta U_{\rm H}$), а следовательно, и на нагрузке. Значение $\Delta U_{\rm H}$ за висит от $\Delta U_{\rm BX}$, сопротивления ограничивающего резистора $R_{\rm L}$ п

дифференциального сопротивления стабилитрона $r_{\rm cr} = \frac{\partial U_{\rm cr}}{\partial I_{\rm cr}}$.

На рис. 15.3 приведен пример статической характеристики стабилизатора для пояснения принципа стабилизации и опре деления коэффициента стабилизации.



Рис. 15.3. К определению коэффициента стабилизации

Коэффициент стабилизации (по входному напряжению) схемы ПСН на рис. 15.2 и характеристикам на рис.15.3 представляется как

$$k_{\rm cr1} = \frac{\Delta U_{\rm BX}}{\Delta U_{\rm H}} \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm BX}} \approx \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm BX}} \frac{R_{\rm r}}{R_{\rm H}}.$$
 (15.1)

Внутреннее сопротивление стабилизатора определяется в основном дифференциальным сопротивлением стабилитрона. На рис. 15.4 приведены зависимости $r_{\rm ct}$ маломощных стабилитронов от напряжения стабилизации для различных токов стабилизации $I_{\rm ct}$. Из графиков видно, что при увеличении $I_{\rm ct}$ дифференциальное сопротивление уменьшается и достигает минимального значения для стабилитронов с напряжением стабилизации 6–8 В.



Рис. 15.4. Зависимость дифференциального сопротивления стабилитронов от тока



Рис. 15.5. Зависимость температурного коэффициента стабилитронов от напряжения стабилизации

Температурный коэффициент напряжения $\alpha_{\rm H}$ стабилитрона определяет величину отклонения выходного напряжения ПСН при изменении температуры. На рис. 15.5 приведена зависимость $\alpha_{\rm H}$ от напряжения стабилизации. Для приборов с $U_{\rm cT} > 5,5$ В при повышении температуры напряжение на стабилитроне возрастает. Поэтому температурная компенсация в этом случае может быть достигнута включением последовательно со стабилитроном диодов в прямом направлении (*VD*₂, *VD*₃ на рис. 15.6, *a*).

Однако при этом возрастает внутреннее сопротивление ПСН за счет дифференциальных сопротивлений термокомпенсирующих диодов в прямом направлении *г*_{диф}, которое зависит от выбранного типа диода и режима его работы. В качестве примера на рис. 15.7 приведены зависимости *г*_{диф} от прямого тока для не-





a - c термокомпенсирующими диодами VD_2 , VD_3 ; $\delta - двухкаскадного стабилизато$ ра; <math>e - мостового стабилизатора с одним стабилитроном; <math>e - мостового стабилизатора с двумя стабилитронами; d - стабилизатора с эмиттерным повторителем; <math>e - cтокостабилизирующим двухполюсником; w - c токостабилизирующими транзисторами различной проводимости *n-p-n* и *p-n-p*

которых типов диодов и стабилитронов, включенных в прямом направлении. Необходимо отметить, что термокомпенсированный ПСН имеет повышенное значение r_{ct} и пониженный коэффициент стабилизации. На рис. 15.8 приведены зависимости температурного коэффициента от величины прямого тока для стабилитронов типа Д814 и диода Д310, которые могут быть использованы для температурной компенсации.

Если требуется повышенная стабильность выходного напряжения ПСН, то применяются двухкаскадные или мостовые схемы стабилизаторов, приведенные на рис. 15.6, *б*, *в*, *е*. Предпарительная стабилизация напряжения в двухкаскадных ПСН (рис. 15.6, δ), осуществляемая с помощью элементов R_{r1} , VD_1 и VD_2 , позволяет получить достаточно высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения

$$k_{\rm cr2\kappa} = k_{\rm cr1} k_{\rm cr2} \approx \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm BX}} \frac{R_{\rm r1} R_{\rm r2}}{(r_{\rm cr1} + r_{\rm cr2})(r_{\rm cr3} + r_{\rm cr4} + r_{\rm cr5})},$$
(15.2)

где k_{ct1} , k_{ct2} – коэффициенты стабилизации первого и второго каскадов; r_{ct1} , r_{ct2} – дифференциальные сопротивления стабилитронов $VD_1 - VD_3$; r_{ct4} , r_{ct5} – дифференциальные сопротивления диодов VD_4 , VD_5 . Температурный уход напряжения на нагрузке и внутреннее сопротивление двухкаскадного ПСН такие же, как и схеме на рис. 15.6, *a*.







Рис. 15.8. Зависимость температурного коэффициента диода и стабилитронов от прямого тока

Повышение коэффициента стабилизации в мостовых схемах (рис. 15.6, *в*, *г*) достигается за счет компенсирующего напряжсния, возникающего на резисторе R_2 или стабилитроне VD_1 при изменениях входного напряжения. Коэффициент стабилизании при $R_{\rm H}$ = const:

для схемы рис. 15.6, в

$$k_{\rm cr} \approx \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm BX}(r_{\rm cr} / R_3 - R_2 / R_1)},$$
 (15.3)

где $U_{\rm H}$ – напряжение на нагрузке $R_{\rm H}$;

для схемы на рис. 15.6, г

$$k_{\rm cr} \approx \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm BX}(r_{\rm cr1} / R_1 - r_{\rm cr2} / R_2)},$$
 (15.7)

где r_{c11} и r_{c22} – дифференциальные сопротивления стабилитронов VD_1 и VD_2 .

В мостовых параметрических стабилизаторах теоретически ко эффициент стабилизации может быть бесконечно большим, если выбрать элементы, исходя из условий: для рис. 15.6, *в* $r_{ct}/R_3 = R_2/R_1$ а для схемы на рис. 15.6, *г* $r_{ct2}/R_2 = r_{ct1}/R_1$. Внутреннее сопротивле ние для схемы на рис. 15.6, *в* $r_{it} = r_{ct} + R_2$, а для схемы на рис. 15.6, *с* $r_{rt} = r_{ct1} + r_{ct2}$.

Следует отметить, что относительно высокая стабильность выходного напряжения в схемах ПСН на рис. 15.6, δ —*е* дости гается за счет значительного ухудшения КПД по сравнению со схемой на рис. 15.3. Повысить стабильность выходного напря жения ПСН без ухудшения КПД позволяет схема на рис. 15.6, *е* за счет применения в ней источника тока, выполненного на транзисторе *VT*, стабилитроне *VD*₁ (вместо которого могут быть включены два диода, последовательно соединенных в прямом направлении) и резисторах R_3 и R_6 . Это позволяет стабилизиро вать ток, протекающий через стабилитрон *VD*₂ и тем самым рез ко уменьшить отклонения напряжения на нагрузке при больших изменениях входного напряжения. Температурный уход п внутреннее сопротивление этой схемы ПСН практически такше же, как в схеме на рис. 15.2.

Максимальная выходная мошность рассмотренных схем ПСН ограничивается предельными значениями тока стабиликации и рассеиваемой мощности стабилитрона. Если испольювать транзистор в режиме эмиттерного повторителя со стабилитроном в базовой цепи (рис. 15.6, *д*), то мощность нагрузки может быть увеличена. Коэффициент стабилизации ПСН на рис. 15.6, *д*

$$k_{\rm cr} = \frac{\mu}{(1 + \mu r_{\rm cr} / R_0)} \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm BX}},$$
 (15.5)

а внутреннее сопротивление

$$r_{\rm H} = \frac{R_i + \mu r_{\rm cr} / h_{213}}{1 + \mu}, \qquad (15.6)$$

$$r_{\mu}e \mu = \frac{1}{\left(\frac{r_{cT}U_{H}}{R_{0}U_{cT}} + \frac{r_{cT} + r_{5} + r_{9}h_{219}}{r_{\kappa}} - \frac{r_{cT}}{R_{0}}\right)}; R(i) \approx \mu(r_{9} + r_{6}/h_{219});$$

*r*₆, *r*₅, *r*_к, *h*_{21э} — соответственно сопротивления базы, эмиттера, коллектора и коэффициент передачи тока в схеме ОЭ транзистора.

Однако такой ПСН при $U_{ct} > 5,5$ В по температурному уходу уступает стабилизаторам, приведенным на рис. 15.6, a-r.

На рис. 15.6, ж приведена схема ПСН с дополнительными гранзисторами различной проводимости. Для нее характерным является высокая стабильность выходного напряжения и возможность одновременного подключения двух нагрузок $R_{\rm n1}$ и $R_{\rm H2}$ к различным шинам входного напряжения. По кооффициенту стабилизации и температурному уходу эта схема незначительно превосходит схему на рис. 15.6, *e*, а внутренние сопротивления $r_{\rm ct1}$ и $r_{\rm ct2}$ определяются стабилитронами VD_1 и VD_2 соответственно.

15.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения с принципом управления по отклонению

В отличие от параметрических, являющихся разомкнутыми системами автоматического управления, компенсационные стабилизаторы напряжения, имеющие отрицательную обратную связь, относятся к замкнутым системам автоматического управления, обладающим более высокой точностью стабилизации, чем параметрические стабилизаторы напряжения. Существую щие компенсационные стабилизаторы построены на основании принципа управления по отклонению.

15.2.1. Функциональная и принципиальная схемы стабилизатора напряжения с принципом управления по отклонению

Функциональная схема стабилизатора напряжения постоянного тока изображена на рис. 15.9, *а* [131, 132]. В состав стабили затора входят следующие элементы:

 – регулирующий элемент РЭ, включенный последовательно с нагрузкой Н;

— измерительный элемент ИЭ, с помощью которого измеря ется выходное (стабилизированное) напряжение U_{вых}.

Измеренное напряжение, являющееся напряжением обратной связи

$$U_{\rm oc} = \beta U_{\rm Bbix} \tag{15.7}$$

подается на элемент сравнения;

 источник опорного напряжения ИОН, вырабатывающий постоянное по величине опорное напряжение U_{on};
 элемент сравнения ЭС, на прямой вход которого подается

— элемент сравнения ЭС, на прямой вход которого подается напряжение U_{oc} , а на инвертирующий — опорное напряжение U_{oc} . Благодаря этому осуществляется сравнение напряжений U_{ox} и U_{on} и на выходе ЭС возникает напряжение рассогласования

$$\Delta U = U_{\rm oc} - U_{\rm on}; \tag{15.8}$$

— сумматор C, на вход которого подается напряжение рассогласования ΔU и напряжение уставки U_{ycr} . С помощью напряже ния уставки устанавливается номинальное сопротивление регу лирующего элемента;

— усилитель напряжения постоянного тока У, на вход которого подается суммарное напряжение $U_{\Sigma 1} = U_{yct} + \Delta U$ с выхода сумматора С. Усиленное напряжение с выхода усилителя

$$U_{y} = k_{y}U_{\Sigma 1} = k_{y}U_{ycT} + k_{y}\Delta U = U_{ycTy} + \Delta U_{y}, \qquad (15.9)$$

где $U_{ycr y}$ — усиленное напряжение уставки, ΔU_y — усиленное напряжение рассогласования, являющееся управляющим напряжением, поступает на регулирующий элемент РЭ.



Рис. 15.9. Схемы стабилизатора постоянного напряжения непрерывного действия с принципом управления по отклонению: *а* — функциональная; *б* — принципиальная (вариант)

Принцип действия стабилизатора состоит в том, что с помощью напряжения $U_{ycr y}$ устанавливается номинальное сопротивление регулирующего элемента РЭ. С помощью измерительного элемента ИЭ измеряется выходное напряжение $U_{вых}$ стабилизатора ($U_{oc} = \beta U_{выx}$), в элементе сравнения ЭС сравнивается с требуемым значением (напряжением U_{on}), в результате чего выявляется отклонение между ними — напряжение рассогласования $\Delta U = U_{oc} - U_{on}$. Напряжение рассогласования ΔU преобразуется (в простейшем случае усиливается, как показано на рис. 15.9, *a*) в составляющую ΔU_y управляющего напряжения ($U_y = U_{ycr y} + \Delta U_y$). Эта составляющая, поступая на регу-
лирующий элемент РЭ, изменяет его сопротивление относптельно номинального значения, устанавливаемого с помощью напряжения уставки U_{ycry} таким образом, что выходное напряжение стабилизатора стремится к номинальному значению, а отклонение (напряжение рассогласования ΔU) уменьшается, несмотря на влияние возмущающих воздействий (дестаби ш зирующих факторов).

Примером стабилизатора с принципом управления по от клонение может служить стабилизатор, принципиальная схема которого изображена на рис. 15.9, *б*. В этом стабилизаторе регулирующим элементом является мощный транзистор VT_1 , работающий в режиме эмиттерного повторителя. Транзистор VT_1 включен последовательно с нагрузкой $R_{\rm H}$.

Измерительным элементом ИЭ выходного напряжение U_{and} служит делитель напряжения, состоящий из резисторов R_1 , R_1 и потенциометра R_n . Измеренное напряжение — напряжение обратной связи U_{oc} снимается с резистора R_2 и части потении ометра R_n :

$$U_{\rm oc} = \beta U_{\rm bbix}.$$

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ можно представить в виде суммы номинального напряжения $U_{\text{вых н}}$ и приращения $\Delta U_{\text{вых}}$:

$$U_{\rm BMX} = U_{\rm BMX H} \pm \Delta U_{\rm BMX}. \tag{15.10}$$

В этом случае напряжение обратной связи

$$U_{\rm oc} = \beta (U_{\rm BMX \, H} \pm \Delta U_{\rm BMX}) = U_{\rm oc \, H} \pm \Delta U, \qquad (15.11)$$

где $U_{\text{осн}} = \beta U_{\text{вых н}}$ — номинальное значение напряжения обратной связи;

 $\Delta U = \beta \Delta U_{\text{вых}}$ — отклонение напряжения обратной связи от номинального значения (напряжение рассогласования).

Источником опорного напряжения ИОН является парамет рический стабилизатор напряжения, состоящий из стабилитро на VD_1 и гласящего резистора $R_{\rm p}$. Опорное напряжение $U_{\rm on}$ сни мается со стабилитрона VD_1 .

Напряжение обратной связи $U_{\rm oc}$ подается на базу, а опорное напряжение $U_{\rm on}$ — на эмиттер маломощного усилительного транзистора $VT_{\rm y}$. Благодаря такой схеме подачи напряжения $U_{\rm oc}$

384

и U_{ou} на VT_y , между базой и эмиттером VT_y прикладывается разпостное напряжение

$$U_{\rm G \ni v} = U_{\rm oc} - \Delta U_{\rm on} \tag{15.12}$$

и тем самым выполняется функция элемента сравнения ЭС (см. рис. 15.9, *a*).

Если в формулу (15.12) подставить значение $U_{\rm oc}$ из (15.11), то получим

$$U_{\text{h'}\text{-}\text{y}} = U_{\text{oc} \text{H}} \pm \Delta U - U_{\text{on}} = U_{\text{oc} \text{H}} - U_{\text{on}} \pm \Delta U = U_{\text{ycr}} \pm \Delta U, \quad (15.13)$$

где $U_{\rm ycr} = U_{\rm oc\ H} - U_{\rm on}$ — напряжение уставки, т. е. выполняется функция сумматора С (см. рис. 15.9,*a*).

Напряжение $U_{\text{Б} \rightarrow \text{у}}$, соответствующее напряжению $U_{\Sigma 1}$ на рис. 15.9, *a*, является входным напряжением усилителя У — усилительного транзистора VT_{y} . С помощью напряжения уставки $U_{\text{уст}}$, как указывалось ранее, устанавливается номинальное сопротивление регулирующего элемента. Кроме того, выбирая $U_{\text{ос}} > U_{\text{оп}}$, обеспечивается положительный потенциал базы относительно эмиттера усилительного транзистора VT_{y} , т. е. его рабогоспособность при уменьшении выходного напряжения $U_{\text{вых}}$.

Усилитель постоянного тока У состоит из транзистора VT_y и резистора R_y . Усиленное выходное напряжение — напряжение управления U_y выделяется на резисторе R_y . При изменении U_y изменяется потенциал базы регулирующего транзистора VT_1 относительно его эмиттера, а следовательно, и сопротивление между его коллектором и эмиттером.

Принцип действия стабилизатора состоит в следующем. При номинальном напряжении на выходе стабилизатора $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых н}}$, при этом согласно (15.11) $U_{\text{ос}} = U_{\text{осн}}, \Delta U = 0$. Поэтому согласно (15.13) $U_{\text{БЭу}} = U_{\text{ос н}} - U_{\text{оп}} = U_{\text{уст}}$, т. е. на вход усилителя $VT_{\text{у}}$ поступает лишь напряжение уставки $U_{\text{уст}}$ при котором сопротивление регулирующего элемента (транзистора $VT_{\text{у}}$) равно номинальному значению $R_{\text{рэ}} = R_{\text{рэ н}}$. При изменении, например при увеличении $U_{\text{вых}}$ увеличивается $U_{\text{ос}}$ на величину ΔU . Повышается потенциал на базе $VT_{\text{у}}$ относительно эмиттера и входное напряжение $U_{\text{БЭу}}$ согласно (15.13) увеличивается со значения $U_{\text{уст}}$ на ΔU . Уменьшается сопротивление транзистора $VT_{\text{у}}$, увеличивается его коллекторный ток $I_{\text{ку}}$, что вызывает увеличение падения напряжения на резис-

торе R_y и уменьшение потенциала на базе VT_1 . Благодаря этому увеличивается сопротивление регулирующего транзистора VT_1 . При этом возрастает относительно его номинального значения $R_{p_3 H}$ и падение напряжения на нем, значение напряжения U_{max} понижается, стремясь к номинальному значению.

Уже из рассмотрения работы данного стабилизатора с принципом управления по отклонению следует, что при влиянии дестабилизирующих факторов напряжение рассогласования ΛU (ошибка систем стабилизации) не может быть полностью устранена. Если начальное повышение $U_{\rm вых}$ вызвано, например, повышением входного напряжения $U_{\rm вх}$, то необходимое в этом случае увеличение значения сопротивления регулирующего элемента VT_1 относительно номинального и поддержание этого значения на время действия повышенного напряжения $U_{\rm вх}$, лостигается только за счет прибавления к напряжению уставки $U_{\rm sx}$, до нительного напряжения — напряжения рассогласования ΔU .

15.2.2. Математическая модель стабилизатора напряжения непрерывного действия с принципом управления по отклонению

Для определения напряжений рассогласования при различных законах изменения дестабилизирующих факторов необходимо построить математическую модель стабилизатора и выполнить анализ этой модели. Результаты анализа математической модели позволят выявить недостатки существующих стабилизаторов напряжений с принципом управления по отклонению и наметить пути улучшения их динамических характеристик.

Для составления математической модели стабилизатора прелварительно преобразуем его функциональную схему (рис. 15.9, *a*) к виду, принятому в теории автоматического управления и изобра женному на рис. 15.10, *a*. Для построения математической модели (структурной схемы) стабилизатора обычно ее элементы представляются в виде динамических звеньев, описываемых передаточны ми функциями [8]. Однако учитывая, что стабилизатор состоит из безынерционных элементов, достаточно вместо определения передаточных функций находить их коэффициенты передачи (усиления). Упрощенная математическая модель (структурная схема) стабилизатора показана на рис. 15.10, *б*.

386



Рис. 15.10. Схемы стабилизатора напряжения непрерывного действия с принципом управления по отклонению: *а* — преобразованная функциональная схема;

б — упрощенная математическая модель

Элемент сравнения ЭС и сумматор С напряжений U_{ycr} и ΔU на математической модели изображены в виде сумматоров Σ_1 и Σ_2 соответственно. Элемент сравнения ЭС и сумматор С описываются алгебраическими уравнениями:

$$\Delta U = U_{\rm oc} - U_{\rm on} ;$$
$$U_{\Sigma 2} = U_{\rm ycr} + \Delta U.$$

Усилитель У описывается уравнением

$$U_{\rm v}(p) = k_{\rm v} U_{\Sigma 2}(p),$$

откуда коэффициент передачи усилителя

$$K_{\mathbf{y}}(p) = \frac{U_{\mathbf{y}}(p)}{U_{\Sigma^2}(p)} = k_{\mathbf{y}},$$

т. е. усилитель У на математической модели (рис. 15.10, б) пре н ставляется пропорциональным динамическим звеном с корф фициентом передачи, равным коэффициенту усиления k_y. Измерительный элемент ИЭ описывается уравнением

$$U_{\rm oc}(p) = \beta \ U_{\rm BMX}(p),$$

откуда коэффициент передачи ИЭ

$$K_{_{\rm HD}}(p) = \frac{U_{_{\rm OC}}(p)}{U_{_{\rm BMX}}(p)} = \beta,$$

т. е. измерительный элемент на математической модели стаби лизатора представляется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи, равным коэффициенту усиления β. *Регулирующий элемент* РЭ является нелинейным элементом.

Его линеаризованную математическую модель на упрощенной математической модели стабилизатора (рис. 15.10, б) предста вим звеном с коэффициентом передачи $K_{n_2}(p)$.

Определим коэффициент передачи $K_{p_9}(p)$. Регулирующим элементом стабилизатора является транзистор VT_1 (рис. 15.9, δ), сопротивление которого R_{p_3} зависит от напряжения управления $U_{\rm v}$, T. e. $R_{\rm ps}(U_{\rm v})$.

Напряжение на выходе регулирующего элемента

$$U_{\rm Bbix}(p) = U_{\rm Bx}(p) - I(p) R_{\rm pp}(U_{\rm y}), \qquad (15.14)$$

где I(p) — ток через регулирующий элемент;

 $R_{po}(U_y)$ — сопротивление регулирующего элемента (сопротивления между коллектором и эмиттером транзистора VT_1). Напряжение управления на входе РЭ согласно (15.9) состои

из двух составляющих

$$U_{\rm y} = U_{\rm ycr\,y} + \Delta U_{\rm y},\tag{15.15}$$

где $U_{ycry} = k_y U_{ycr}$ — усиленное напряжение уставки, $\Delta U_y = k_y \Delta U$ — усиленное напряжение рассогласования. При подаче на вход РЭ только напряжения уставки U_{ycr} ($\Delta U=0$) устанавливается его номинальное сопротивление: $R_{n2} = R_0.$

В общем случае зависимость $R_{pp}(U_y)$ имеет нелинейный халактер (рис. 15.11). Анализ нелинейных систем, в данном случае стабилизатора, представляет сложную задачу. Поэтому с целью упрощения анализа прибегают к линеаризации нелинейных характеристик. В частности, нелинейную характеристику $R_{p_{2}}(U_{y})$ можно линеаризовать, проведя к ней в рабочей точке с координатами (U_{уст ул} R₀) касательную AB. Линеаризованная характеристика (касательная АВ) описывается уравнением

$$R_{\rm p9}(U_{\rm y}) = R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y}, \qquad (15.16)$$

где $\gamma = tg\alpha = \frac{\Delta R_{p_3}}{\Delta U_y} \left[\frac{O_M}{B} \right]$ — крутизна характеристики в рабочей точке (коэффициент усиления усилителя).



Рис. 15.11. Статическая характеристика регулирующего элемента

Возможность указанной линеаризации объясняется тем, что напряжение управления $\Delta U_{\rm v}(t)$ и сопротивление $R_{\rm pp}(U_{\rm v})$ изменяются в процессе работы незначительно около значений $U_{\rm ycr}$ у и R_0 соответственно. И поэтому в рабочем диапазоне касательная незначительно отличается от реальной нелинейной характеристики.

Подставив значение $R_{p3}(U_y)$ из (15.16) в (15.14), получим

$$U_{\rm Bbix}(p) = U_{\rm Bx}(p) - I(p) (R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y}).$$
(15.17)

Для дальнейшего анализа РЭ напряжение на его выходе $U_{\mu\nu}$ свяжем с $U_{\mu\nu}$ через коэффициент передачи регулирующего оде мента $K_{pp}(p)$

$$U_{\rm BMX}(p) = K_{\rm pp}(p) U_{\rm BX}(p). \tag{15.18}$$

Для определения *К*_{рэ}(*p*) приравниваем правые части выраже ний (15.17) и (15.18)

$$U_{\rm BX}(p) - I(p) \left(R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y} \right) = K_{\rm pp}(p) U_{\rm BX}(p),$$

откуда находим коэффициент передачи регулирующего элемента

$$K_{\rm p9}(p) = \frac{U_{\rm BX}(p) - I(p)(R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y})}{U_{\rm BX}(p)} = 1 - \frac{I}{U_{\rm BX}(p)}(R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y}). \quad (15.19)$$

Из уравнения

$$U_{\rm BX}(p) = I(p) [R_{\rm p9}(U_{\rm y}) + R_{\rm H}],$$

где *R*_н — сопротивление нагрузки, находим отношение

$$\frac{I(p)}{U_{\rm BX}(p)} = \frac{1}{R_{\rm pg}(U_{\rm y}) + R_{\rm H}}$$

и подставляем полученное отношение $I(p)/U_{\text{вх}}(p)$ в (15.19)

$$K_{\rm pp}(p) = 1 - \frac{R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y}}{R_{\rm pp}(U_{\rm y}) + R_{\rm y}}$$

Поскольку согласно (15.16) $R_{p3}(U_y) = R_0 + \gamma \Delta U_y$, то

$$K_{\rm pp}(p) = 1 - \frac{R_0 + \gamma \Delta U_y}{R_0 + \gamma \Delta U_y + R_{\rm H}} = \frac{R_0 + \gamma \Delta U_y + R_{\rm H} - R_0 - \gamma \Delta U_y}{R_0 + \gamma \Delta U_y + R_{\rm H}} = \frac{R_{\rm H}}{R_0 + \gamma \Delta U_y + R_{\rm H}} = k_{\rm pp}.$$
 (15.20)

Согласно (5.20) коэффициент передачи $K_{p_3}(p)$ представляется пропорциональным динамическим звеном с коэффициентом усиления k_{p_3} , зависимость которого от ΔU_y и $R_{\rm H}$ имеет нелиней-

ный характер. Для линеаризации этой зависимости разложим функцию (15.20) в точке $\Delta U_y = 0$, $R_H = R_{HII}$ (R_{HH} — номинальное начение сопротивления нагрузки) в ряд Тейлора и ограничимся первыми членами:

$$k_{\rm pp} = \frac{R_{\rm H}}{R_{\rm p} + R_{\rm H} + \gamma \Delta U_{\rm y}} = k_{\rm pp} \Big|_{R_{\rm HH}; \Delta U_{\rm y}=0} + \frac{\partial k_{\rm pp}}{\partial \Delta U_{\rm y}} \Big|_{R_{\rm hm}; \Delta U_{\rm y}=0} \Delta U_{\rm y} + \frac{\partial k_{\rm pp}}{\partial R_{\rm H}} \Big|_{R_{\rm hm}; \Delta U_{\rm y}=0} \Delta R_{\rm H}$$

где $R_{\rm H} = R_{\rm H H} + \Delta R_{\rm H}$,

 $\Delta R_{\rm H}$ — приращение сопротивления нагрузки, или

$$k_{p2} = \frac{R_{u}}{R_{Hu} + R_0} + \frac{\partial \left(\frac{R_u}{R_0 + R_u + \gamma \Delta U_y}\right)}{\partial (\Delta U_y)} \bigg|_{R_{uu} : \Delta U_y = 0} \Delta U_y + \frac{\partial \left(\frac{R_u}{R_0 + R_u + \gamma \Delta U_y}\right)}{\partial (R_u)} \bigg|_{R_{uu} : \Delta U_y = 0} \Delta R_u, \quad (15.21)$$

Принимая во внимание, что

$$\frac{\partial \left(\frac{R_{\rm H}}{R_0 + R_{\rm H} + \gamma \Delta U_{\rm y}}\right)}{\partial \Delta U_{\rm y}} = -\frac{R_{\rm H} \gamma}{\left(R_{\rm H} + R_0 + \gamma \Delta U_{\rm y}\right)^2} \bigg|_{R_{\rm HII}; \Delta U_{\rm y}=0} = -\frac{R_{\rm HH} \gamma}{\left(R_{\rm HH} + R_0\right)^2}, (15.22)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{R_{\rm m}}{R_{\rm o} + R_{\rm w} + \gamma \Delta U_{\rm y}}\right)}{\partial \Delta R_{\rm m}} = \frac{R_{\rm m} + R_{\rm o} + \gamma \Delta U - R_{\rm H}}{\left(R_{\rm H} + R_{\rm 0} + \gamma \Delta U_{\rm y}\right)^2} \Big|_{R_{\rm mi}; \Delta U_{\rm y}=0} = \frac{R_{\rm 0}}{\left(R_{\rm mH} + R_{\rm 0}\right)^2} , \quad (15.23)$$

линеаризованный коэффициент усиления (15.20) регулирующего элемента будет иметь вид

$$k_{\rm pp} = \frac{R_{\rm HH}}{R_{\rm HH} + R_0} - \frac{R_{\rm HH}\gamma}{\left(R_{\rm HH} + R_0\right)^2} \Delta U_{\rm y} + \frac{R_0}{\left(R_{\rm HH} + R_0\right)^2} \Delta R_{\rm H}.$$
 (15.24)

Подставив значение k_{pp} из (15.24) в (15.18), получим линеаризованное уравнение регулирующего элемента

$$U_{\rm BGX} = \left[\frac{R_{\rm HH}}{R_{\rm HH} + R_0} - \frac{R_{\rm HH}\gamma}{\left(R_{\rm HH} + R_0\right)^2} \Delta U_{\rm y} + \frac{R_0}{\left(R_{\rm HH} + R_0\right)^2} \Delta R_{\rm H}\right] U_{\rm BX}$$
(15.25)

или

$$U_{\rm Bbix} = (k_0 - k_{\rm J1} \Delta U_{\rm y} + k_{\rm J2} \Delta R_{\rm H}) U_{\rm Bx}, \qquad (15.2)$$

где

$$k_0 = \frac{R_{_{\rm HH}}}{R_{_{\rm HH}} + R_0}, \quad k_{_{\Pi_1}} = \frac{R_{_{\rm HH}}\gamma}{(R_{_{\rm HH}} + R_0)^2}, \quad k_{_{\Pi_2}} = \frac{R_0}{(R_{_{\rm HH}} + R_0)^2}$$

- коэффициенты линеаризации, в частности:

 $-k_0 < 1$ — коэффициент усиления РЭ (безразмерная величи на), соответствующий рабочей точке характеристики $R_{p_9}(U_y)$ пр подаче напряжения уставки U_{yery} ;

 $-k_{\pi 1}$ - крутизна характеристики $R_{p_9}(U_y)$ в рабочей точке, ранмерность $\left[\frac{O_M \cdot O_M}{O_M^2 \cdot B} = \frac{1}{B}\right];$ - $k_{\pi 2}$ - крутизна характеристики $R_{p_9}(U_y)$ в рабочей точке $R_H = R_{HH}$, размерность $\frac{O_M}{O_M^2} \rightarrow \frac{1}{O_M}$;

В соответствии с (15.20) коэффициент усиления регулирую щего элемента РЭ будет иметь вид

$$k_{\rm p9} = \frac{U_{\rm BMX}}{U_{\rm BX}} = k_0 - k_{\rm J1} \,\Delta U_{\rm y} + k_{\rm J2} \,\Delta R_{\rm H}.$$
 (15.27)

Согласно уравнению (15.26) графическое изображение лине аризованной математической модели (структурной схемы) регулирующего элемента представлено на рис. 15.12, *а*.

На рисунке УУ₁ и УУ₂ — устройства умножения. С учетом ли неаризованной математической модели РЭ (рис. 15.12, *a*) и уп рощенной математической модели стабилизатора (рис. 15.10, δ) линеаризованная математическая модель компенсационного стабилизатора напряжения непрерывного действия с принци пом управления по отклонению будет иметь вид, изображенный на рис. 15.12, δ .





15.2.3. Анализ математической модели компенсационного стабилизатора напряжения

Определение коэффициентов передачи стабилизатора, связывающих напряжения рассогласования с возмущающими во действиями

Согласно математической модели стабилизатора рис. 5.12, б составим систему уравнений:

$$\Delta U = U_{\rm oc} - U_{\rm off};$$
$$\Delta U_{\rm y} = k_{\rm y} \Delta U;$$
$$U_{\rm Bbix} = (k_0 - k_{\pi 1} \Delta U_{\rm y} + k_{\pi 2} \Delta R_{\rm H}) U_{\rm bx};$$
$$U_{\rm oc} = \beta U_{\rm Bbix}.$$

Исключая промежуточные переменные, получаем:

$$\Delta U = \beta U_{\text{Bblx}} - U_{\text{on}} = \beta (k_0 - k_{\pi 1} \Delta U_{\text{y}} + k_{\pi 2} \Delta R_{\text{H}}) U_{\text{BX}} - U_{\text{on}};$$

$$\Delta U = \beta k_0 U_{\text{BX}} - \beta k_{\pi 1} k_{\text{y}} \Delta U U_{\text{BX}} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\text{H}} U_{\text{BX}} - U_{\text{on}};$$

$$(1 + \beta k_{\pi 1} k_{\text{y}} U_{\text{BX}}) \Delta U = \beta k_0 U_{\text{BX}} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\text{H}} U_{\text{BX}} - U_{\text{on}},$$

откуда

$$\Delta U = \frac{\beta k_0 U_{\text{BX}}}{1 + \beta k_{n1} k_y U_{\text{BX}}} + \frac{\beta k_{n2} \Delta R_{\mu} U_{\text{BX}}}{1 + \beta k_{n1} k_y U_{\text{BX}}} - \frac{U_{\text{on}}}{1 + \beta k_{n1} k_y U_{\text{BX}}}.$$
 (15.28)

Принимая во внимание, что

$$U_{\rm on} = \beta U_{\rm bbx\, \text{\tiny H}}, \quad U_{\rm bbx\, \text{\tiny H}} = k_0 \, U_{\rm bx\, \text{\tiny H}}, \quad U_{\rm bx} = U_{\rm bx\, \text{\tiny H}} + \Delta U_{\rm bx},$$

$$\Delta U = \frac{\beta k_0 U_{\text{BXH}}}{1 + \beta k_{\text{A}1} k_y U_{\text{BX}}} + \frac{\beta k_0 \Delta U_{\text{BX}}}{1 + \beta k_{\text{A}1} k_y U_{\text{BX}}} + \frac{\beta k_{\text{A}2} \Delta R_{\text{H}} U_{\text{BX}}}{1 + \beta k_{\text{A}1} k_y U_{\text{BX}}} - \frac{\beta k_0 U_{\text{BXH}}}{1 + \beta k_{\text{A}1} k_y U_{\text{BX}}}$$

$$\Delta U = \frac{\beta k_0 \Delta U_{\text{BX}}}{1 + \beta k_{\text{BI}} k_y U_{\text{BX}}} + \frac{\beta k_{\text{BI}} U_{\text{BX}} \Delta R_{\text{H}}}{1 + \beta k_{\text{BI}} k_y U_{\text{BX}}} = \Delta U_U + \Delta U_R,$$

пле

$$\Delta U_U = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\rm m1} k_{\rm y} U_{\rm BX}} \Delta U_{\rm BX}$$
(15.29)

составляющая напряжения рассогласования, вызываемая отклонением $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения;

$$\Delta U_R = \frac{\beta k_{\pi 2} U_{\text{\tiny BX}}}{1 + \beta k_{\pi 1} k_y U_{\text{\tiny BX}}} \Delta R_{\text{\tiny H}}$$
(15.30)

составляющая напряжение рассогласования, вызываемая отклонением $\Delta R_{\rm H}$ сопротивления нагрузки от номинального значения.

Согласно (15.29) коэффициент передачи, связывающий составяющую напряжения рассогласования ΔU_U с отклонением $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения от номинального значения, имеет вид

$$k_{\Delta U, U} = \frac{\Delta U_U}{\Delta U_{\rm BX}} = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\rm ml} k_{\rm y} U_{\rm BX}},$$
(15.31)

а в соответствии с (15.30) коэффициент передачи, связывающий составляющую отклонения напряжения рассогласования ΔU_R с отклонением сопротивления нагрузки $\Delta R_{\rm H}$ от номинального значения, равен

$$k_{\Delta U, R} = \frac{\Delta U_R}{\Delta R_{\rm H}} = \frac{\beta k_{\rm h2} U_{\rm BX}}{1 + \beta k_{\rm h1} k_{\rm y} U_{\rm BX}}.$$
 (15.32)

Из выражений (15.31) и (15.32) видно, что в коэффициенты передачи $k_{\Delta U,U}$ и $k_{\Delta U,R}$ входит изменяющееся во времени входное напряжение, т.е. стабилизатор является нестационарной систе-

мой, анализ которой представляет сложную задачу. Для практи ческих расчетов можно в выражении (15.31) и (15.32) подставить вместо $U_{\text{вх}}$ его номинальное значение $U_{\text{вх н}} = \text{const:}$

$$k_{\Delta U, U} = \frac{\Delta U_U}{\Delta U_{\rm BX}} = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\rm al} k_{\rm y} U_{\rm BX, H}};$$
(15.33)

$$k_{\Delta U,R} = \frac{\Delta U_R}{\Delta R_{\rm H}} = \frac{\beta k_{n2} U_{\rm BXH}}{1 + \beta k_{n1} k_{\rm v} U_{\rm BXH}}.$$
 (15.34)

Такое допущение возможно, т.к. $U_{\rm BX}$ изменяется около $U_{\rm IO, II}$ и незначительных пределах.

Согласно выражениям (15.33) и (15.34) стабилизатор является статической системой автоматического управления как по отношению к $\Delta U_{\rm BX}$, так и по отношению к $\Delta R_{\rm H}$ [8].

Расчет напряжений рассогласования, вызываемых $\Delta U_{\rm ex}$, и стабилизаторе с принципом управления по отклонению

Определим напряжения рассогласования (ошибки) стабилизатора при различных законах изменения возмущающего во действия $\Delta U_{\rm BX}$ — отклонения входного напряжения. При ступен чатом изменении отклонения входного напряжения $\Delta U_{\rm BX} = \Delta U_{\rm INO}$ напряжение рассогласования согласно (15.33) равно

$$\Delta U_U = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\rm JI} k_{\rm y} U_{\rm BXH}} \Delta U_{\rm BXO}, \qquad (15.35)$$

т.е. при ступенчатом изменении $\Delta U_{\text{вх}}$ возникает постоянное на пряжение рассогласования, пропорциональное $\Delta U_{\text{вх 0}}$.

Например, если $k_0 = 0,7$; $k_{\pi 1} = 0,6$ 1/B; $U_{\text{вх H}} = 13$ B; $k_y = 5$. $\Delta U_{\text{вх0}} = 2$ B, то

$$\Delta U_U = \frac{0,7 \cdot 0,5 \cdot 2}{1 + 0,5 \cdot 0,6 \cdot 5 \cdot 13} = 0,028 \text{ B}.$$

Отклонение $\Delta U_{\text{вых}}$ выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от своего номинального значения $U_{\text{вх н}}$ равно

$$\Delta U_{\text{max}} = \frac{\Delta U_U}{\beta} = \frac{0,028}{0,5} = 0,056 \text{ B}.$$

При линейном изменении отклонения входного напряжения $U_{m} = \alpha_1 t$, напряжение рассогласования

$$\Delta U_U = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\pi l} k_v U_{\rm BXH}} \alpha_1 t \to \infty , \qquad (15.36)$$

т.е. при линейном изменении отклонения входного напряжения напряжение рассогласования стремится к бесконечности.

Если отклонение входного напряжения изменяется по закону квадратичной функции $U_{\text{вх н}} = \alpha_2 t^2$, то

$$\Delta U_U = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\rm gl} k_{\rm y} U_{\rm BXH}} \alpha_2 t^2 \to \infty, \qquad (15.37)$$

г.е. при изменении отклонений входного напряжения с постоянным ускорением напряжения рассогласования также стремится к бесконечности.

Расчет напряжений рассогласования стабилизатора, вызываемых изменением нагрузки $\Delta R_{\rm H}$

При ступенчатом изменении $\Delta R_{\rm H} = \Delta R_{\rm H0}$ напряжение рассогласования согласно (15.34) равно

$$\Delta U_{R} = \frac{\beta k_{\pi 2} U_{\text{BXH}}}{1 + \beta k_{\pi 1} k_{y} U_{\text{BXH}}} \Delta R_{\text{H0}} , \qquad (15.38)$$

г.е. при ступенчатом изменении $\Delta R_{\rm H}$ возникает постоянное напряжение рассогласования, пропорциональное $\Delta R_{\rm H0}$. Если $k_0 = 0.7$; $\beta = 0.5$; $k_{\pi 1} = 0.6$ 1/B; $U_{\text{вх н}} = 13$ B; $k_{\pi 2} = 0.4$ 1/B; $k_y = 5$; $\Delta R_{\text{H}0} = 2.0$ Ом, то

$$\Delta U_R = \frac{0, 5 \cdot 0, 4 \cdot 13 \cdot 2}{1 + 0, 5 \cdot 0, 6 \cdot 5 \cdot 13} = 0,176 \text{ B}, \quad \Delta U_{\text{BMX}} = \frac{\Delta U_R}{\beta} = \frac{0,176}{0,5} = 0,352 \text{ B}$$

При линейном изменении отклонения сопротивления на грузки $\Delta R_{\mu} = \alpha_1 t$ напряжение рассогласования возрастает во времени также по линейному закону

$$\Delta U_R = \frac{\beta k_{n2} U_{\text{BX H}}}{1 + \beta k_{n1} k_y U_{\text{BX H}}} \alpha_1 t \to \infty.$$
(15.39)

При изменении ΔR_{μ} по квадратичному закону $\Delta R_{\mu} = \alpha_2 t^2$ на пряжение рассогласования увеличивается во времени также по квадратичному закону, стремясь к бесконечности

$$\Delta U_R = \frac{\beta k_{A2} U_{\text{BX H}}}{1 + \beta k_{A1} k_y U_{\text{BX H}}} \alpha_2 t^2.$$
(15.40)

Таким образом, рассмотренный стабилизатор напряжения является статической системой автоматического управления с принципом управления по отклонению со свойственной этой системе динамическими ошибками: при ступенчатых изменсниях отклонений входного напряжения и сопротивления пагрузки возникают постоянные по величине напряжения рассогласования, пропорциональные этим отклонениям; при изменении $\Delta U_{\rm вx}$ и $\Delta R_{\rm H}$ по линейному или квадратичному законам напряжения рассогласования рассогласования растут во времени также по линейному и квадратичному законам, стремясь к бесконечности Наличие указанных напряжений рассогласования традиционного компенсационного стабилизатора напряжения является его существенным недостатком.

15.3. Комбинированные стабилизаторы напряжения

15.3.1. Комбинированный стабилизатор напряжения с разомкнутой связью по входному напряжению [133, 135]

Как показано в п. 15.2.2, традиционный стабилизатор напряжения непрерывного действия с принципом управления по отклонению является статической системой автоматического управления со свойственными статической системе динамическими ошибками: при отклонениях входного напряжения и сопротивления нагрузки по закону ступенчатой функции возникают постоянные по величине напряжения рассогласования, пропорциональные этим отклонениям; при изменении указанных отклонений по линейному или квадратичному законам напряжения рассогласования также возрастает по этим законам во времени, стремясь к бесконечности. Наличие указанных напряжений рассогласовапия традиционного стабилизатора является его существенным недостатком. Поэтому возникает задача разработки методов повышения динамической точности стабилизаторов напряжения.

Рассмотрим способ повышения динамической точности стабилизатора, состоящий в введении разомкнутой связи по основному возмущающему воздействию — отклонению $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения от номинального значения, т.е. покажем возможность построения стабилизатора с принципом комбинированного управления.

Функциональная схема комбинированного стабилизатора напряжения со связью по входному напряжению

Комбинированный стабилизатор напряжения (рис. 15.13, *a*) состоит из замкнутой части, реализующей принцип управления по отклонению, и разомкнутой связи по возмущающему воздействию — отклонению $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения от номинального значения, реализующий принцип управления по возмущению. Замкнутая часть стабилизатора, как указывалось в п. 15.2.1, содержит регулирующий элемент РЭ, измерительный элемент ИЭ₁, источник опорного напряжения ИОН, элемент сравнения ЭС₁, сумматор Σ_2 , усилитель напряжения У₁. Принцип работы и анализ динамических характеристик замкнутой части стабилизатора были рассмотрены в п. 15.2.

Основным возмущающим воздействием стабилизатора на пряжения является отклонение $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения $U_{\rm out}$ от своего номинального значения. Для компенсации влияния $\Delta U_{\rm BX}$ на выходное напряжение стабилизатора введена разомкну тая связь по $\Delta U_{\rm BX}$. Эта связь, как показано на функциональной схеме комбинированного стабилизатора (рис. 15.13, *a*), состои из измерительного элемента ИЭ₂, источника опорного напря жения ИОН, входящего также в замкнутую часть стабилизатора, элемента сравнения (вычитающего устройства) ЭС₂, усилителя У₂ и сумматора С. С помощью измерительного элемента ИЭ₂ измеряется входное напряжение $U_{\rm BX}$ стабилизатора.





Рис.15.13. Схемы комбинированного стабилизатора напряжения со связью по ΔU_{an} $a - функциональная; \delta - принципиальная схемы$

Напряжение на выходе измерительного элемента $И \Im_2$ пропорционально $U_{\text{вх}}$:

$$U_{\mu 32} = \beta_1 U_{BX},$$
 (15.41)

Подставив в формулу (15.41) значение $U_{\rm BX}$

$$U_{\rm BX} = U_{\rm BX H} \pm \Delta U_{\rm BX},$$

где *U*_{вх н} — номинальное значение входного напряжения,

 $\Delta U_{\rm BX}$ — отклонение этого напряжения от номинального значения, получим

$$U_{\mu 32} = \beta_1 (U_{BX \mu} \pm \Delta U_{BX}) = U_{BX \mu\mu} \pm \Delta U_{BX \mu}, \qquad (15.42)$$

где $U_{\text{вх ни}} = \beta_1 U_{\text{вх н}}$ — номинальное значение измеренного напряжения,

 $\Delta U_{\text{вх и}} = \beta \Delta U_{\text{вх}}$ — измеренное напряжение, пропорциональное отклонению входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ от номинального значения $U_{\text{вх н}}$.

Измеренное напряжение $U_{\mu_{2}}$ с выхода И Θ_{2} поступает на элемент сравнения Θ_{2} , на выходе которого возникает разностное напряжение

$$U_{\rm 3c2} = U_{\rm H32} - U_{\rm off.} \tag{15.43}$$

Путем выбора коэффициента β₁ измерительного элемента ИЭ₂ обеспечивается равенство номинальной составляющей измеренного входного напряжения и опорного напряжений:

$$U_{\rm BX HM} = U_{\rm OH}.$$
 (15.44)

Подставив в (15.43) значение $U_{\mu_{32}}$ из (15.42) и учитывая (15.44), получим:

$$U_{\rm sc2} = U_{\rm bx \, hu} \pm \Delta U_{\rm bx \, u} - U_{\rm off} = \pm \Delta U_{\rm bx \, u}, \qquad (15.45)$$

т. е. на выходе элемента сравнения $\Im C_2$ получим напряжение $\Delta U_{\text{вх и}}$, пропорциональное $\Delta U_{\text{вх}}$.

Напряжение $\Delta U_{\rm BX \ u}$ усиливается усилителем напряжения Y_2 . Усиленное напряжение $U_{\rm y2}$ с выхода Y_2 , т. е. с выхода компенсационной связи, подается на сумматор Σ_5 , где складывается с напряжением управления U_{y1} замкнутой части стабилизатора Напряжение на выходе сумматора Σ_5 равно

$$U_{\rm y} = U_{\rm y1} + U_{\rm y2},$$

т. е. управляющее напряжение $U_{\rm y}$ в комбинированном стабили за торе формируется из напряжения рассогласования ΔU замкнутой части стабилизатора (напряжения U_{y1}), так и непосредственно из отклонения ΔU_{BX} ходного напряжения (напряжения U_{y2}). Уве личивая путем повышения коэффициента усиления усилителя Y_2 значение напряжения U_{v2} , на выходе компенсационной свя и можно получать необходимое значение напряжения управления *U*_v на входе регулирующего элемента РЭ при меньшем значению U_{y1} , а следовательно, при меньшем напряжении рассогласования ΔU . При некотором значении коэффициента усиления V_{y1} можно добиться такого положения, что необходимое значение напряжения управления U_v будет формироваться только из вы ходного напряжения U_{v2} компенсационной связи. При этом сот ставляющая напряжения рассогласования ΔU стабилизатора, вызываемая отклонением $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения, становит ся равной нулю. Таким образом, в комбинированном стабили заторе отклонение $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения $U_{\rm BX}$ через компен сационную связь непосредственно соответствующим образом изменяет сопротивление регулирующего элемента, обеспечивая уменьшение или устранение напряжения рассогласования ΔU , вызываемого отклонением $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения.

Принципиальная схема комбинированного стабилизатора напряжения со связью по входному напряжению

Принципиальная схема (вариант) стабилизатора (рис. 15.13, *ii*) построена в соответствии с функциональной схемой (рис. 15.13, *a*).

Как и в стабилизаторе с принципом управления по отклоне нию (см.п.15.2) регулирующим элементом РЭ является мощным транзистор VT_1 , включенный последовательно с нагрузкой R_1 . Измерительным элементом ИЭ₁ выходного напряжения являт ется делитель напряжения, составленный из резисторов R_{10} , R_{11} , R_{12} . Источником опорного напряжения ИОН является парамет рический стабилизатор напряжения, собранный на стабилитро не VD_1 и резисторе R_8 . Элемент сравнения ЭС₁, сумматор Σ_2 п усилитель $У_1$ реализованы с помощью маломощного усилительного транзистора VT_3 , в коллекторную цепь которого включен резистор R_9 .

Выходное напряжение U_{y1} транзистора VT_3 через резистор R_6 подается на операционный усилитель DA, выполняющий функцию сумматора С. Одновременно с суммированием напряжений операционный усилитель может осуществлять дополнительное усиление.

Измерительный элемент ИЭ₂ компенсационной разомкнутой связи по возмущению $\Delta U_{\text{вх}}$ собран на делителе напряжения, состоящем из резисторов R_1 , R_2 , R_3 . Напряжение $U_{\text{из2}}$, пропорциональное $U_{\text{вх}}$ (см. 15.41), снимается с резистора R_3 и части резистора R_2 и подается на базу транзистора VT_2 . На эмиттер этого транзистора подается опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ со стабилитрона VD_1 . Таким образом, между базой и эмиттером VT_2 прикладывается разностное напряжение

$$U_{\rm E\Theta2} = U_{\rm HO2} - U_{\rm orr}$$

или, учитывая (15.42),

$$U_{\rm b32} = U_{\rm bx\,Hu} - U_{\rm on} \pm \Delta U_{\rm bx\,H} = U_{\rm 3c2}, \tag{15.46}$$

т.е. выполняется функция элёмента сравнения ЭС₂. Было бы желательно принять $U_{\text{вх ни}} - U_{\text{оп}}$, когда $U_{\text{БЭ2}} = U_{\text{эс2}} = \Delta U_{\text{вх и}}$ однако в этом случае при $U_{\text{БЭ2}} = U_{\text{эс2}} = \Delta U_{\text{вх и}} < 0$ транзистор VT_2 закрывается и компенсационная связь исключается из работы стабилизатора.

Для обеспечения работы компенсационной связи необходимо выполнение условия

$$U_{\rm BX HM} - \beta_1 \Delta U_{\rm BX max} \ge U_{\rm off}, \tag{15.47}$$

где $\Delta U_{\text{вх mаx}}$ — максимально возможное отклонение $U_{\text{вх от}} \Delta U_{\text{вх и}}$ в сторону уменьшения.

При выполнении условия (15.47)

$$U_{\rm D\Theta2} = U_{\rm bx \ HM} - U_{\rm oh} \pm \Delta U_{\rm bx \ M} = \pm \Delta U_{\rm bx \ M},$$

где $U_{ycr2} = U_{BX HH} - U_{off}$ — напряжение второй уставки.

В результате совместного действия напряжений уставок $U_{\rm vert}$ и $U_{\rm vert2}$ устанавливается номинальное сопротивление регулирую

и *U*_{уст2} устанавливается номинальное сопротивление регулирую щего элемента.

Напряжение $U_{592} = U_{5c2}$ усиливается усилителем Y_2 , соо ранном на транзисторе VT_2 и резисторе R_7 . Усиленное напряжение U_{y2} снимается с VT_2 и через резистор R_5 подается на сумматор С (на рис. 15.13, $a \Sigma_5$), собранный на операционном усилителе *DA*. С помощью сумматора напряжение U_{y2} компен сационной связи складывается с напряжением U_{y1} замкнутон части стабилизатора.

Выходное напряжение U_y суммирующего операционного усилителя *DA*, являющееся управляющим напряжением, пода ется на базу регулирующего транзистора VT_1 и изменяет соот ветствующим образом сопротивление между его коллектором и эмиттером.

При описании работы замкнутой части стабилизатора (стабилизатора с принципом управления по отклонению, см. п.15.2.3) было установлено, что при изменении входного напряжения (при появлении отклонения $\Delta U_{\rm BX}$) возникает напряжение рассо гласования ΔU . В комбинированном стабилизаторе при изменснии, например, при уменьшении входного напряжения $U_{\rm BX}$ на $\Delta U_{\rm BX}$ уменьшается напряжение $U_{\rm H92}$ на базе транзистора VT_2 . Это вызывает уменьшение его коллекторного тока и повышение на пряжения $U_{\rm y2}$, подаваемого через резистор R_5 на суммирующии операционный усилитель DA и через него на базу регулирующего транзистора VT_1 . Благодаря этому уменьшается сопротивление регулирующего элемента и падение напряжения на нем, а выходное напряжение $U_{\rm BbX}$ увеличивается. При этом составляющая напряжения рассогласования, вызываемая $\Delta U_{\rm p}$ уменьшается.

Если увеличивать коэффициент усиления усилителя Y_2 , соб ранного на транзисторе VT_2 или операционного усилителя DA(за счет изменения сопротивления R_5 и тем самым повышать напряжение U_{y2} связи по возмущению, то можно добиться необ ходимого изменения сопротивления VT_1 только за счет напряжения U_{y2} связи по возмущающему воздействию ΔU_{BX} . При этом составляющая напряжения рассогласования ΔU , вызываемая ΔU_{BX} уменьшается до нуля. Для строгого подтверждения сделанных выше предварительных выводов о возможности повышения точности стабилизации напряжения с помощью введения разомкнутой связи по $\Delta U_{\rm BX}$, необходимо составить математическую модель комбинированного стабилизатора и на основании этой модели сделать анализ сго динамических характеристик.

15.3.2. Динамические характеристики комбинированного стабилизатора напряжения со связью по входному напряжению

Математическая модель комбинированного стабилизатора напряжения

Для удобства составления математической модели функциональную схему комбинированного стабилизатора напряжения (рис. 15.13, *a*) представим в виде, изображенном на рис. 15.14, *a*.

Линеаризованная математическая модель замкнутой части стабилизатора совпадает с математической моделью стабилизатора с принципом управления по отклонению (см.рис.15.12, δ). Представим динамическими звеньями элементы ИЭ₂, ЭС₂, У₂ разомкнутой связи по возмущающему воздействию $\Delta U_{\rm BX}$.

Измерительный элемент ИЭ2 описывается уравнением

$$U_{\text{H}32}(p) = \beta_1 U_{\text{BX}}(p),$$

откуда коэффициент передачи измерительного элемента ИЭ2

$$K_{_{\rm H32}}(p) = \frac{U_{_{\rm H32}}(p)}{U_{_{\rm BX}}(p)} = \beta_1,$$

т.е. на математической модели (рис. 15.14, *a*) измерительный элемент $ИЭ_2$ представляется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи, равным коэффициенту усиления β_1 .

Элемент сравнения ЭС₂ на математической модели изображен, как на функциональной схеме (рис. 15.14, *a*), вычитающим устройством, на прямой вход которого поступает напряжение $U_{\mu_{2}2}$, а на инвертирующий вход — опорное напряжение U_{on} .



Рис. 15.14. Комбинированный стабилизатор напряжения непрерывного действия со связью по входному напряжению: *а* — преобразованная функциональная схема, *б* — линеаризованная математическая модель

Напряжение на выходе ЭС2

$$U_{9c2} = U_{W92} - U_{OII} = \beta_1 U_{BX} - U_{OII}$$

или, учитывая, что $U_{on} = \beta_1 U_{BX H}$ (где $U_{BX H}$ — номинальное значение входного напряжения), то

$$U_{\rm 3c2} = \beta_1 U_{\rm BX} - \beta_1 U_{\rm BX H} = \beta_1 (U_{\rm BX} - U_{\rm BX H}) = \beta_1 \Delta U_{\rm BX}.$$

Усилитель У2 описывается уравнением

$$U_{y2}(p) \equiv k_{y2}U_{3c2}(p),$$

откуда коэффициент передачи усилителя У2

$$K_{y2}(p) = \frac{U_{y2}(p)}{U_{y2}(p)} = k_{y2},$$

г.е. на математической модели усилитель У₂ представляется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи, равным коэффициенту усиления k_{y2} . Напряжение U_{y2} подается на сумматор Σ_5 , где складывается с напряжением U_{y1} .

Математическая модель комбинированного стабилизатора с разомкнутой связью по $\Delta U_{\rm BX}$ изображена на рис. 15.14, *б*.

15.3.3. Анализ математической модели комбинированного стабилизатора со связью по входному напряжению

В соответствии с математической моделью стабилизатора (рис. 15.14, б) составим следующую систему уравнений:

$$\Delta U = U_{oc} - U_{on};$$

$$U_{y1} = k_{y1} \Delta U;$$

$$U_{y} = U_{y1} + U_{y2};$$

$$U_{BHX} = (k_0 - k_{\pi 1} U_y) U_{BX} + k_{\pi 2} \Delta R_H U_{BX};$$

$$U_{oc} = \beta U_{BHX}.$$

$$U_{y2} = k_{y2} U_{3c2} = k_{y2} \beta_1 \Delta U_{BX}.$$
(15.49)

Исключая промежуточные переменные, получим

$$\begin{split} \Delta U &= \beta U_{\rm Bblx} - U_{\rm on} = \beta (k_0 - k_{\pi 1} U_{\rm y}) U_{\rm Bx} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\rm H} U_{\rm Bx} - U_{\rm on} = \\ &= \beta k_0 U_{\rm Bx} - \beta k_{\pi 1} (U_{\rm y1} + U_{\rm y2}) U_{\rm Bx} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\rm H} U_{\rm Bx} - U_{\rm on} = \\ &= \beta k_0 U_{\rm Bx} - \beta k_{\pi 1} k_{\rm y1} \Delta U U_{\rm Bx} - \beta k_{\pi 1} k_{\rm y2} \beta_1 \Delta U_{\rm Bx} U_{\rm Bx} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\rm H} U_{\rm Bx} - U_{\rm on}, \end{split}$$

откуда

$$(1 + \beta k_{\pi 1} k_{y1} U_{BX}) \Delta U = \beta k_0 U_{BX} - \beta k_{\pi 1} k_{y2} \beta_1 \Delta U_{BX} U_{BX} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_H U_{BX} - U_{on}.$$
(15.50)

Учитывая, что

$$U_{\rm off} = \beta U_{\rm bbix \ H}, \ U_{\rm bbix \ H} = k_0 \ U_{\rm bx \ H}, \ U_{\rm bx} = U_{\rm bx \ H} + \Delta U_{\rm bx},$$

получим в правой части выражения (15.50)

т.е. комбинированный стабилизатор, связывающий $\Delta U_{U_{\rm K}} \, {\rm c} \, \Delta U_{{\rm BX}}$, представляется пропорциональным динамическим звеном с коэффициентом передачи (передаточной функцией) равной коэффициенту усиления стабилизатора $k_{U_{\rm K}}$.

В соответствии с формулой (15.53) уравнение и коэффициент передачи, связывающий составляющую $\Delta U_{R\kappa}$ напряжения рассогласования с отклонением ΔR_{μ} сопротивления нагрузки имеют вид:

$$\Delta U_{R_{\rm K}}(p) = \frac{\beta k_{\rm n2} U_{\rm BX}}{(1 + \beta k_{\rm n1} k_{\rm y1} U_{\rm BX})} \Delta R_{\rm H}(p) - \text{уравнение динамики, а}$$

передаточная функция определяется как

$$K_{\Delta U_{R_{\kappa}}}(p) = \frac{\Delta U_{R_{\kappa}}(p)}{\Delta R_{H}(p)} = \frac{\beta k_{\pi 2} U_{v_{\kappa}}}{(1 + \beta k_{\pi 1} k_{y 1} U_{B_{\kappa}})} = k_{\Delta U_{R_{\kappa}}}.$$
 (15.60)

Из выражений (15.59) и (15.60) видно, что в коэффициенты передачи входит изменяющееся во времени напряжение $U_{\rm BX}$, т.е. стабилизатор является нестационарной системой. Как и при анализе стабилизатора с принципом управления по отклонению (см. п. 15.2.3), для расчетов примем вместо $U_{\rm BX}$ его номинальное значение $U_{\rm BX H} =$ const, тогда

$$K_{\Delta U_{\rm K}}(p) = \frac{\Delta U_{U_{\rm K}}(p)}{\Delta U_{{}_{\rm BX}}(p)} = \frac{\beta(k_0 - k_{{}_{\rm AI}}k_{{}_{\rm Y2}}\beta_{\rm I}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}})}{(1 + \beta k_{{}_{\rm AI}}k_{{}_{\rm YI}}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}})} = k_{\Delta U_{\rm K}},$$

$$K_{\Delta U_{R_{\rm K}}}(p) = \frac{\Delta U_{R_{\rm K}}(p)}{\Delta R_{{}_{\rm H}}(p)} = \frac{\beta k_{{}_{\rm A2}}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}}}{(1 + \beta k_{{}_{\rm AI}}k_{{}_{\rm YI}}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}})} = k_{\Delta U_{R_{\rm K}}}.$$
(15.61)

15.3.4. Расчет напряжений рассогласования комбинированного стабилизатора напряжения

Расчет напряжений рассогласования, вызываемых $\Delta U_{\rm BX}$

Из выражения (15.61) для коэффициента передачи $K_{\Delta U\kappa}(p)$ связывающего $\Delta U_{U\kappa} \subset \Delta U_{Bx}$, видно, что комбинированный стабилизатор с компенсационной связью по входному напряжению, в

$$\beta k_0 U_{\text{BX H}} + \beta k_0 \Delta U_{\text{BX}} - \beta k_{\pi 1} k_{\text{y2}} \beta_1 \Delta U_{\text{BX}} U_{\text{BX}} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\text{H}} U_{\text{BX}} - \beta k_0 U_{\text{BX}} = \beta (k_0 - \beta k_{\pi 1} k_{\text{y2}} \beta_1 U_{\text{BX}}) \Delta U_{\text{BX}} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\text{H}} U_{\text{BX}}.$$

Подставив в правую часть (15.50) полученное выражение, по лучим

$$(1 + \beta k_{\pi 1} k_{y1} U_{\text{BX}}) \Delta U = \beta (k_0 - \beta k_{\pi 1} k_{y2} \beta_1 U_{\text{BX}}) \Delta U_{\text{BX}} + \beta k_{\pi 2} \Delta R_{\text{H}} U_{\text{DX}}.$$

откуда

$$\Delta U = \frac{\beta(k_0 - k_{\pi 1}k_{y2}\beta_1 U_{gx})}{(1 + \beta k_{\pi 1}k_{y1}U_{ux})} \Delta U_{gx} + \frac{\beta k_{\pi 2}U_{gx}}{(1 + \beta k_{\pi 1}k_{y1}U_{gx})} \Delta R_{H} = \Delta U_{UK} + \Delta U_{RK}, \quad (15.51)$$

где

$$\Delta U_{U_{\rm K}} = \frac{\beta (k_0 - k_{\rm at} k_{\rm y2} \beta_{\rm I} U_{\rm BX})}{(1 + \beta k_{\rm a1} k_{\rm y1} U_{\rm BX})} \Delta U_{\rm BX}$$
(15.52)

— составляющая напряжения рассогласования, вызываемая отклонением $\Delta U_{\rm вx}$ входного напряжения;

$$\Delta U_{R\kappa} = \frac{\beta k_{n2} U_{B\kappa}}{(1 + \beta k_{n1} k_{y1} U_{B\kappa})} \Delta R_{H}$$
(15.53)

— составляющая напряжения рассогласования, вызываемая отклонением $\Delta R_{\rm H}$ сопротивления нагрузки от номинального значения.

Из выражения (15.52) находим уравнение и коэффициент передачи комбинированного стабилизатора, связывающий $\Delta U_{U\kappa} \subset \Delta U_{\text{вх}}$:

$$\Delta U_{U_{\mathsf{K}}}(p) = \frac{\beta(k_0 - k_{\pi 1} k_{y2} \beta_1 U_{\mathsf{BX}})}{(1 + \beta k_{\pi 1} k_{y1} U_{\mathsf{BX}})} \Delta U_{\mathsf{BX}}(p) \qquad - \text{уравнение динами}$$

ки, а коэффициент передачи определяется по определению как

$$K_{\Delta U\kappa}(p) = \frac{\Delta U_{U\kappa}(p)}{\Delta U_{nx}(p)} = \frac{\beta(k_0 - k_{n1}k_{y2}\beta_1 U_{nx})}{(1 + \beta k_{n1}k_{y1}U_{nx})} = k_{\Delta U\kappa}, \quad (15.59)$$

т.е. комбинированный стабилизатор, связывающий $\Delta U_{U_{K}} c \Delta U_{B_{X}}$, представляется пропорциональным динамическим звеном с ко-»ффициентом передачи (передаточной функцией) равной ко-»ффициенту усиления стабилизатора $k_{U_{K}}$.

В соответствии с формулой (15.53) уравнение и коэффициент передачи, связывающий составляющую $\Delta U_{R\kappa}$ напряжения рассогласования с отклонением ΔR_{μ} сопротивления нагрузки имеют вид:

 $\Delta U_{R_{\rm K}}(p) = \frac{\beta k_{\rm D2} U_{\rm BX}}{(1 + \beta k_{\rm D1} k_{\rm y1} U_{\rm BX})} \Delta R_{\rm H}(p) - \text{уравнение динамики, а}$

передаточная функция определяется как

$$K_{\Delta U_{R_{\star}}}(p) = \frac{\Delta U_{R_{\star}}(p)}{\Delta R_{\mu}(p)} = \frac{\beta k_{\pi 2} U_{vx}}{(1 + \beta k_{\pi 1} k_{y1} U_{Bx})} = k_{\Delta U_{R_{\star}}}.$$
 (15.60)

Из выражений (15.59) и (15.60) видно, что в коэффициенты передачи входит изменяющееся во времени напряжение $U_{\rm BX}$, т.е. стабилизатор является нестационарной системой. Как и при анализе стабилизатора с принципом управления по отклонению (см. п. 15.2.3), для расчетов примем вместо $U_{\rm BX}$ его номинальное значение $U_{\rm BXH}$ = const, тогда

$$K_{\Delta U_{\rm K}}(p) = \frac{\Delta U_{U_{\rm K}}(p)}{\Delta U_{{}_{\rm BX}}(p)} = \frac{\beta(k_0 - k_{{}_{\rm Al}}k_{{}_{\rm Y2}}\beta_{\rm I}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}})}{(1 + \beta k_{{}_{\rm Al}}k_{{}_{\rm Yl}}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}})} = k_{\Delta U_{\rm K}},$$

$$K_{\Delta U_{\rm RK}}(p) = \frac{\Delta U_{{}_{\rm RK}}(p)}{\Delta R_{{}_{\rm H}}(p)} = \frac{\beta k_{{}_{\rm A2}}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}}}{(1 + \beta k_{{}_{\rm Al}}k_{{}_{\rm Yl}}U_{{}_{\rm BX\,\rm H}})} = k_{\Delta U_{\rm R}}.$$
(15.61)

15.3.4. Расчет напряжений рассогласования комбинированного стабилизатора напряжения

Расчет напряжений рассогласования, вызываемых $\Delta U_{\scriptscriptstyle {\sf BX}}$

Из выражения (15.61) для коэффициента передачи $K_{\Delta U\kappa}(p)$ связывающего $\Delta U_{U\kappa} \subset \Delta U_{Bx}$, видно, что комбинированный стабилизатор с компенсационной связью по входному напряжению, в

общем случае, как и стабилизатор без этой связи (с принципами управления по отклонению) является статическим по отноше нию к $\Delta U_{\rm BX}$. Поэтому возникает напряжение рассогласования при скачке $\Delta U_{\rm BX}$ и возрастающее напряжение рассогласования при линейном изменении $\Delta U_{\rm BX}$.

Действительно, при скачке входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{пул}}$ напряжение рассогласования согласно (15.61) равно

$$\Delta U_{U_{\rm K}} = \frac{\beta (k_0 - k_{\rm AI} k_{\rm y2} \beta_{\rm I} U_{\rm BX})}{(1 + \beta k_{\rm AI} k_{\rm y1} U_{\rm BX})} \Delta U_{\rm BX 0} \,.$$
(15.62)

Однако это напряжение по сравнению с напряжением рассогласования стабилизатора с принципом управления по отклоне нию (15.35)

$$\Delta U_U = \frac{\beta k_0}{1 + \beta k_{\rm nl} k_{\rm y} U_{\rm BXH}} \Delta U_{\rm BX0}$$

$$\frac{\Delta U_U}{\Delta U_{U_{\rm K}}} = \frac{k_0}{k_0 - k_{\rm n1} k_{\rm y2} \beta_{\rm l} U_{\rm \tiny BX\,H}}$$
(15.63)

раз меньше.

Необходимое уменьшение ошибки стабилизатора достигается за счёт соответствующего выбора коэффициента усиления k_{\odot} усилителя Y_2 компенсационного канала. Например, если требуется уменьшить отклонение ΔU_U в *n* раз по сравнению со стабилизатором с принципом управления по отклонению, то значение k_{v2} находится из уравнения

$$\frac{\Delta U_U}{\Delta U_{U_{\mathrm{K}}}} = n = \frac{k_0}{k_0 - k_{\mathrm{nl}} k_{\mathrm{y2}} \beta_{\mathrm{l}} U_{\mathrm{mx}}}$$

$$nk_0 - nk_{\pi 1} k_{\nu 2} \beta_1 U_{\mu\nu \mu} = k_0$$

или откуда

$$k_{y2} = \frac{nk_0 - k_0}{nk_{\pi 1}\beta_1 U_{\text{BXH}}}.$$
 (15.64)

При линейном изменении $\Delta U_{\text{вх}} = \alpha_1 t$ напряжение рассогласования

$$\Delta U_{U_{\rm K}} = \frac{\beta (k_0 - k_{\rm al} k_{\rm y2} \beta_{\rm l} U_{\rm BX})}{(1 + \beta k_{\rm al} k_{\rm yl} U_{\rm BX})} \alpha_{\rm l} t \to \infty, \qquad (15.65)$$

г.е. $\Delta U_{U_{\rm K}}$, как и в стабилизаторе с принципом управления по отклонению (15.36), растет во времени по линейному закону, стремясь к бесконечности. Однако скорость изменения $\Delta U_{U_{\rm K}}$ по сравнению с ΔU_U за счёт выбора $k_{\rm y2}$ согласно (15.63), может быть уменьшена во много раз.

С помощью компенсационной связи по $\Delta U_{\rm bx}$ можно не только уменьшить напряжение рассогласования ΔU_{Uk} , но и свести это рассогласование к нулю. Причем это возможно не только при скачке $\Delta U_{\rm bx}$, но и при любом законе его изменения.

Действительно, согласно формуле (15.52) условием полной компенсации составляющей $\Delta U_{U_{\rm K}}$ напряжения рассогласования (условием инвариантности т.е. независимости $\Delta U_{U_{\rm K}}$ от $\Delta U_{\rm RN}$) является

$$k_0 - k_{\rm A1} \,\beta_1 U_{\rm BX} k_{\rm y2} = k_0, \qquad (15.66)$$

Значение k_{y2} , при котором выполняется условие инвариантности, равно

$$k_{y2} = \frac{k_0}{k_{\pi 1} \beta_1 U_{\text{BX}}}.$$
 (15.67)

Как видно из (15.67), значение коэффициента усиления k_{y2} усилителя Y_2 (совместно с операционным усилителем *DA*) зависит от U_{BX} . Поэтому для получения абсолютной инвариантности (независимости) ΔU_{UK} от ΔU_{BX} необходимо ввести в стабилизатор цепь самонастройки, с помощью которой изменять коэффициснт усиления k_{y2} при изменений U_{BX} в соответствии с условием инвариантности (15.67).

При выполнении условия инвариантности (15.67), как отмечалось устраняется напряжение рассогласования не только при ступенчатом, но и при любом законе изменения $\Delta U_{\rm BX}$. Это объясняется тем, что необходимая скорость изменения сопротивления регулирующего элемента РЭ, соответствующая скорости изменения $\Delta U_{\rm BX}$, достигается подачей изменяющегося напряжения $U_{\rm y2}$, пропорционального $\Delta U_{\rm BX}$, с выхода компенсационного выхода связи на регулирующий элемент.

Глава 15. Стабилизаторы напряжения п това

При отсутствии цепи самонастройки условие абсолютной инвариантности (15.67) не выполняется. В этом случае, соглас но (15.61), условием квазиинвариантности можно считать выражение

$$k_0 - k_{\pi 1} \beta_1 U_{\rm BX H} k_{\rm y2} = 0, \qquad (15.68)$$

откуда

$$k_{y2} = \frac{k_0}{k_{11}\beta_1 U_{\text{BXH}}},$$

т.е. k_{v2} будет иметь постоянное значение.

Расчет напряжения рассогласования, вызываемого изменснием нагрузки ΔR_{μ} в комбинированном стабилизаторе

В соответствии с формулой (15.61) напряжение рассогласования $\Delta U_{R_{\rm K}}$, вызываемое отклонением $\Delta R_{\rm H}$ сопротивления на грузки, равно

$$\Delta U_{R_{\rm K}} = \frac{\beta k_{\rm B2} U_{\rm BXH}}{(1 + \beta k_{\rm B1} k_{\rm VI} U_{\rm BXH})} \Delta R_{\rm H}, \qquad (15.69)$$

Из сравнения формулы (15.69) с формулой (15.30) для ΔU_{κ} стабилизатора без связи по $\Delta U_{\rm BX}$ следует, что

$$\Delta U_{R\kappa} = \Delta U_R,$$

т.е. введение компенсационного канала по $\Delta U_{\rm BX}$ не влияет на составляющую ошибки ΔU_R , вызываемую отклонением $\Delta R_{\rm B}$ со противления нагрузки.

Таким образом, в данном параграфе рассмотрен метод по вышения точности напряжения, состоящий в введении разомкнутой связи по возмущающему воздействию — отклонению $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения от номинального значения, т.с. путем построения комбинированного стабилизатора напря жения. Разработана функциональная схема, описан вариант принципиальной схемы, построена математическая модель комбинированного стабилизатора напряжения со связью по $\Delta U_{\rm BX}$. В результате анализа математической модели определены коэффициенты передачи, связывающие напряжения рассогласования возмущающими (дестабилизирующими) воздействиями $\Delta U_{\rm BX}$ и $\Delta R_{\rm H}$.

Показано, что при произвольном значении коэффициента усиления k_{y2} (усилителя V_2 и операционного усилителя — сумматора *DA*) связи по входному напряжению в комбинированном, также как и в стабилизаторе с принципом управлении по отклонению, возникает напряжение рассогласования при стуиснчатом изменении $\Delta U_{\rm BX}$, пропорциональное $\Delta U_{\rm BX}$, при изменснии $\Delta U_{\rm BX}$ по линейному или квадратичному законам напряжения рассогласования возрастают во времени по линейному или квадратичному закону соответственно. Однако эти напряжения рассогласования в комбинированном стабилизаторе по сравнению со стабилизатором с принципом управления по отклонению могут быть уменьшены в необходимое число раз (до требусмых значений) за счет повышения коэффициента k_{y2} .

Получено условие абсолютной инвариантности, при выполнении которого напряжение рассогласования ΔU_U равно нулю при любом законе изменения $\Delta U_{\rm BX}$. Для выполнения условия абсолютной инвариантности следует предусмотреть дополнительную цепь самонастройки, с помощью которой необходимо изменять коэффициент усиления $k_{\rm y2}$ в соответствии с изменением $U_{\rm BX}$. При отсутствии цепи самонастройки следует определять значение $k_{\rm y2}$ в соответствии с условием квазиинвариантности.

15.3.5. Комбинированный стабилизатор напряжения с разомкнутой связью по току нагрузки [134, 136]

Традиционный стабилизатор напряжения с принципом управления по отклонению (см. п.15.2) имеет значительные напряжения рассогласования, вызываемые основными возмущающими воздействиями — отклонениями $\Delta U_{\rm BX}$ входного напряжения и $\Delta R_{\rm H}$ — сопротивления нагрузки. Для уменьшения составляющей напряжения рассогласования, вызываемой отклонением входного напряжения в п.15.3.1 предлагается ввести разомкнутую связь по входному напряжению, т.е. построить комбинированный стабилизатор напряжения.

Эффективным методом уменьшения составляющей напряжения рассогласования, вызываемой отклонением $\Delta R_{\rm H}$ сопротивления нагрузки, является построение комбинированного стабилизатора напряжения с разомкнутой связью по току на грузки.

Функциональная схема комбинированного стабилизатора с разомкнутой связью по току нагрузки

Замкнутая часть комбинированного стабилизатора (рис. 15.15) (как и стабилизатор с принципом управления по отклонению (рис. 15.9, *a*) состоит из регулирующего элемента РЭ, измерительного элемента ИЭ₁, источника опорного напря жения ИОН, элемента сравнения ЭС₁, сумматора С₁ усилителя У₁. Принцип работы замкнутой части стабилизатора рассмотрен в п.15.2. Напомним лишь, что при изменении, например, при уменьшении сопротивления $R_{\rm H}$ нагрузки Н увеличивается ток через нагрузку и регулирующий элемент. При этом возрастает падение напряжения на РЭ, а выходное напряжение стабили затора уменьшается, что приводит к появлению составляющен напряжения рассогласования ΔU_R , вызываемой изменением сопротивления $R_{\rm H}$ нагрузки.



Рис. 15.15. Функциональная схема комбинированного стабилизатора напряжения со связью по току нагрузки

Разомкнутая связь по току нагрузки содержит измерительный элемент ИЭ₂, источник опорного напряжения ИОН (входящий также в замкнутую часть стабилизатора), элемент сравнения ЭС₂, усилитель У₂ и сумматор С₂.

Покажем, что с помощью разомкнутой связи по току нагрузки можно уменьшить и даже устранить составляющую ΔU_R напряжения рассогласования, вызываемую изменением сопротивления $R_{\rm H}$ нагрузки.

С помощью измерительного элемента $И \Im_2$ измеряется напряжение, пропорциональное току нагрузки $I_{\rm H}$,

$$U_{\mu \ni 2} = \beta_2 I_{\mu}$$
 (15.70)

Ток нагрузки можно представить как сумму номинального значения $I_{\rm HH}$ и приращения $\Delta I_{\rm H}$:

$$I_{\rm H} = I_{\rm HH} \pm \Delta I_{\rm H}.$$

Подставив в формулу (15.70) значение І_н, получим

$$U_{\mu \ni 2} = \beta_2 (I_{\text{HH}} \pm \Delta I_{\text{H}}) = U_{I\text{H}} \pm \Delta U_I, \qquad (15.71)$$

где $U_{I_{\rm H}} = \beta_2 I_{_{\rm HH}}$ — номинальная составляющая напряжения на выходе измерительного элемента; $\Delta U_I = \beta_2 \Delta I_{_{\rm H}}$ — отклонение напряжения на выходе измерительного элемента от $U_{I_{\rm H}}$ пропорциональное отклонению тока нагрузки от номинального значения.

Измеренное напряжение $U_{и_{32}}$ выхода измерительного элемента И Θ_2 поступает на элемент сравнения Θ_2 , где осуществляется операция вычитания. На выходе элемента сравнения Θ_2 возникает напряжение, равное

$$U_{\rm sc2} = U_{\rm on} - U_{\rm HS2}.$$
 (15.72)

Путем выбора коэффициента β₂ обеспечивается равенство номинальной составляющей U_{Iн} напряжения на выходе измерительного элемента ИЭ₂ и опорного напряжения

$$U_{IH} = U_{\text{on}}.$$
 (15.73)

Подставив в (15.72) значение $U_{\mu_{32}}$ из (15.71) и, учитывая (15.73), получим

$$U_{\rm 3c2} = U_{\rm on} - U_{\rm M32} = U_{\rm on} - U_{\rm IH} \pm \Delta U_{\rm I}, \qquad (15.74)$$

Глава 15. Стабилизаторы напряжения и тосы

т.е. на выходе элемента сравнения $\Im C_2$ возникает напряжение ΔU_I , пропорциональное отклонению тока нагрузки от номинального значения.

Напряжение ΔU_I вызвано отклонением $\Delta R_{\rm H}$ сопротивления нагрузки $R_{\rm H}$ от номинального значения. Напряжение ΔU_I усп ливается усилителем У₂. Усиленное напряжение $U_{\rm y2}$ с выхода усилителя У₂, т.е. с выхода компенсационной связи, подается на сумматор C₂, где складывается с напряжением управления $U_{\rm y1}$ замкнутой части стабилизатора. Напряжение на выходе сум матора C₂:

$$U_{\rm y} = U_{\rm y1} + U_{\rm y2}, \tag{15.75}$$

т.е. управляющее напряжение U_y в стабилизаторе формируется как из напряжения рассогласования ΔU_R замкнутой части стаби лизатора (напряжения U_{y1}), так и непосредственно из напряже ния ΔU_I (напряжения U_{y2}) пропорционального отклонению ΔI_u тока нагрузки, т.е. пропорционального самому возмущающе му воздействию. Увеличивая путем повышения коэффициента усиления усилителя Y_2 значение напряжения U_{y2} на выходе ком пенсационной связи, можно получить необходимое напряже ние управления U_y на входе регулирующего элемента при меньшем значении напряжения U_{y1} , а следовательно, при меньшем напряжении рассогласования ΔU_R . При некотором значении этого коэффициента можно добиться такого положения, что необходимое напряжение управления U_y будет формироваться только из выходного напряжения U_{y2} компенсационной связи. При этом $\Delta U_R = 0$.

В данном стабилизаторе можно добиться не только полного устранения напряжения рассогласования ΔU_R , но при дальней шем повышении коэффициента усиления усилителя Y_2 можно получать эффект перекомпенсации. Например, если сопротив ление $R_{\rm H}$ нагрузки уменьшается, ток нагрузки $I_{\rm H}$ увеличивает ся, но в этом случае при увеличении коэффициента усиления Y_2 выходное напряжение будет не уменьшаться (как обычно), а увеличиваться. Однако, перекомпенсация также нежелательна, как и недокомпенсация.

Принципиальная схема (вариант) комбинированного стабилизатора напряжения со связью по току нагрузки

На рис.15.16 изображен пример (вариант) принципиальной схемы стабилизатора, функциональная схема которого представлена на рис. 15.15. Как и в стабилизаторе с принципом управления по отклонению (рис. 15.9, δ) регулирующим элементом РЭ служит мощный транзистор VT_2 , включенный последовательно с нагрузкой $R_{\rm H}$. Измерительный элемент ИЭ₁ выходного напряжения представляет собой делитель напряжения, состоящий из резисторов R_4 , R_5 , R_6 . Измеренное напряжение $U_{\rm oc}$ снимается с резистора R_6 и части резистора R_5 . Источником опорного напряжения, собранный на стабилитроне VD_2 и гасящем резисторе R_3 . Опорное напряжение $U_{\rm on}$ снимается со стабилитрона VD_2 и подается на эмиттер, а напряжение $U_{\rm oc}$ подается на базу транзистора VT_3 , реализующего элемент сравнения ЭС₁, сумматор С₁ и усилитель напряжения У₁.



Рис. 15.16. Принципиальная схема (вариант) комбинированного стабилизатора напряжения со связью по току нагрузки

Измерительным элементом ИЭ₂ связи по току нагрузки служит резистор R7, включенный последовательно с нагрузкой $R_{\rm H}$.

Напряжение $U_I = U_{\mu_{22}}$ снимается с резистора R_7 и подается на эмиттер транзистора VT_4 . На базу этого транзистора подается опорное напряжение U_{on} со стабилитрона VD_2 . Таким образом, между базой и эмиттером транзистора *VT*₄ прикладывается ранностное напряжение

$$U_{\rm B\bar{B}4} = U_{\rm on} - U_{\rm H\bar{B}2} \tag{15.76}$$

или после подстановки $U_{\mu_{22}}$ из (15.71),

$$U_{\rm 534} = U_{\rm on} - (U_{\rm H} \pm \Delta U_{\rm I}) = U_{\rm 3c2}, \qquad (15.77)$$

т.е. выполняется функция элемента сравнения ЭС2.

Для обеспечения функционирования связи по возмущающему воздействию (работоспособности транзистора VT_4) необходимо, чтобы положительный потенциал на базе VT_4 был больше потенциала на его эмиттере, т.е.

$$U_{\rm on} \ge (U_{I\rm H} \pm \Delta U_I) \tag{15.78}$$

При этом напряжение между базой и эмиттером VT₄

$$U_{\rm E34} = U_{\rm on} - U_{I\rm H} \pm \Delta U_I = U_{\rm vcr\,I} \pm \Delta U_I,$$

где $U_{ycr,1} = U_{on} - U_{IH}$, т.е. косвенным следствием рассматривае мого условия является введение напряжения 2-й уставки. В результате совместного действия напряжения установок $U_{ycr,H} U_{ycr,H}$ устанавливается номинальное значение сопротивления регули рующего элемента.

При изменении, например, при уменьшении сопротивления $R_{\rm H}$ нагрузки, увеличивается ток нагрузки на $\Delta I_{\rm H}$, увеличивается на величину $\Delta U_I = \beta_2 \Delta I_{\rm H}$ напряжение U_I , подаваемое на эмиттер VT_4 , напряжение между базой и эмиттером уменьшается, а сопротивление между коллектором и эмиттером VT_4 увеличивается, коллекторный ток $I_{\rm K4}$ уменьшается. Поскольку при помощи стабилизатора тока (VD_1 , R_1 , VT_1 , R_2) выполняется равенство $I_{\rm K1} = I_{\rm 52} + I_{\rm K3} + I_{\rm K4}$, то при уменьшении $I_{\rm K4}$ увеличивается ток базы $I_{\rm 52}$ регулирующего транзистора VT_2 , а сопротивление межди и эмиттером и эмиттером $R_{\rm K32}$ и падение напряжения на нем $U_{\rm K32} = I_{\rm H}R_{\rm K32}$ уменьшается, а выходное напряжение, которое уменьшилось в начальный момент повышения $I_{\rm H}$ (уменьшения $R_{\rm H}$), повышается. Таким образом, транзистор VT_4 выполняет функции элемента сравнения ЭС₂ и усилителя У₂.
Как отмечалось, в стабилизаторе без связи по $\Delta I_{\rm H}$ при уменьшении $R_{\rm H}$ (увеличении $I_{\rm H}$, уменьшении $U_{\rm BMX}$) ток базы $I_{\rm E2}$ регулирующего транзистора возрастает за счет появления напряжения рассогласования ΔU_R отрицательной полярности и уменьшения I_{K3} . В комбинированном же стабилизаторе возрастание I_{52} достигается не только за счет уменьшения тока Ікз (возникновения ΔU_R), но также за счет уменьшения при этом тока транзистора VT₄ связи по возмущению. Благодаря этому необходимое увеличение I₆₂ достигается при меньшем значении напряжения рассогласования ΔU_R . Если уменьшать ток $I_{\rm K4}$ при данном значении $\Delta I_{\rm H}$, что может быть достигнуто изменением (увеличением) коэффициента усиления усилителя постоянного тока на VT_4 , то можно добиться необходимого изменения сопротивления регулирующего транзистора VT_2 только за счет уменьшения тока $I_{\rm K4}$ связи по возмущению. При этом напряжение рассогласования ΔU_R , вызываемое изменением $R_{\rm H}$ (изменением $I_{\rm H}$) может быть уменьшено до нуля, не только при ступенчатом, но и при линейном, квадратичном и других законах изменения $\Delta R_{\rm H}$ ($\Delta I_{\rm H}$).

15.4. Функциональные узлы компенсационных стабилизаторов напряжения

В состав КСН любого типа входят следующие основные функциональные узлы: регулирующий элемент (РЭ), устройство сравнения (УС), усилитель постоянного тока (УПТ).

Регулирующий элемент в КСН выполняется, как правило, на составных транзисторах, схемы которых показаны на рис. 15.17. Число включаемых транзисторов зависит от их коэффициентов передачи тока и заданного тока нагрузки стабилизатора.

Для схемы на рис. 15.17, *a*, состоящей из двух транзисторов, статический коэффициент передачи тока составного каскада

$$h_{213} \approx h_{2131} h_{2132}, \tag{15.79}$$

а напряжение насыщения

$$U_{\rm K\ni Hac} = U_{\rm K\ni Hac2} + U_{\rm \Im B1}. \tag{15.80}$$

Для схемы из трех транзисторов (рис. 15.17, б)

$$h_{219} \approx h_{2191} h_{2192} h_{2193};$$
 (15.81)

$$U_{\mathrm{K}\Im\mathrm{Hac}} = U_{\mathrm{K}\Im\mathrm{Hac}2} + U_{\Im\mathrm{b}1} + U_{\Im\mathrm{b}2}. \tag{15.82}$$

В формулах (15.79) и (15.82) индексами 1, 2, 3 обозначены соот ветствующие параметры транзисторов *VT*₁, *VT*₂ и *VT*₃.

Напряжение коллектор-эмиттер (в режиме насыщения) и схеме рис. 15.17, *в* за счет включения вспомогательного источника $E_{\rm B}$ и резистора *R* такое же, как и в схеме на рис. 15.17, *a*, а статический коэффициент передачи тока определяется из выражения (15.81).

По коэффициенту передачи тока схема на рис. 15.17, ϵ составного транзистора эквивалентна схемам на рис. 15.17, δ , a, а напряжение насыщения в ней меньше, чем в других схемах, и определяется коэффициентом насыщения транзистора VT_1 .

При расчете коэффициента стабилизации КСН удобно пользоваться коэффициентом усиления по напряжению μ (при постоянном коллекторном токе $I_{\kappa} = \text{const}$) [1], который определяется по входным и выходным характеристикам тран зисторов, как показано в [59, гл. 2].

Для составного транзистора, состоящего из двух транзисто ров (рис. 15.17, *a*), коэффициент усиления

$$\mu_{\rm T} = \mu_{\rm T1} \mu_{\rm T2} / (\mu_{\rm T1} + \mu_{\rm T2}), \qquad (15.83)$$

для составного транзистора из трех транзисторов (рис. 15.17, б)

$$\mu_{\tau_{33}} = \mu_{\tau_1} \mu_{\tau_2} \mu_{\tau_3} / (\mu_{\tau_1} \mu_{\tau_2} + \mu_{\tau_1} \mu_{\tau_3} + \mu_{\tau_2} \mu_{\tau_3}).$$
(15.84)

Кроме коэффициентов усиления транзисторы характеризуются входным h_{119} , внутренним r_{tr} и коллекторным r_{κ} сопротивлениями, которые определяются по формулам [59, гл. 2].

Для составного транзистора, состоящего из трех транзисторов, значения h_{113} , r_{ic} и r_{κ} соответственно равны:

$$r_{i\tau} = \mu_{\tau 33} h_{11333} / h_{21333};$$
 (15.86)

$$1/r_{\rm K} = 1/r_{\rm K1} + 1/r_{\rm K2} + 1/r_{\rm K3}.$$
 (15.87)



Рис. 15.17. Регулирующие составные транзисторы: *a* — издвух транзисторов; *б* — из трех транзисторов; *в* — с дополнительным питанием для составного транзистора; *е* — с дополнительным питанием для одного проходного транзистора; *д* — из двух транзисторов с различной проводимостью; *е* — из двух транзисторов с различной проводимостью и дополнительным питанием

На рис. 15.17, *д*, *е* приведены схемы составных транзисторов, имеющих структуры *n-p-n* и *p-n-p*. Применение транзисторов различной структуры позволяет согласовать вход регулирующе-го элемента с выходом схемы управления при различных полярностях напряжения питания.

Схемы сравнения и усилители постоянного тока выполняются на транзисторах. Поэтому они одновременно с формированием сигнала рассогласования осуществляют его предварительное усиление. На рис. 15.18 приведены основные схемы сравнения, выполненные на одном транзисторе, а на рис. 15.19 — дифференциальные схемы сравнения на двух транзисторах.

Каждая схема содержит делитель напряжения (например, R_p , R_3 , R_4 — на рис. 15.18, a-e, ∂ , e и R_5 , R_6 , R_p на рис. 15.19, a, δ), источник опорного (эталонного) напряжения U_{on} (в устройствах сравнения низковольтных КСН — рис. 15.19, ∂ — их два: U_{on1} и U_{on2}), который обычно выполняется на стабилитроне, и один или два дополнительных источника напряжения E_{non} , необхо-

димых для обеспечения нормального режима работы транзисторов. Иногда питание транзисторов осуществляют от выходного напряжения КСН, что позволяет исключить $E_{\text{доп}}$ (такие сосли нения на рис. 15.18 и 15.19 показаны пунктирной линией).









Рис. 15.18. Основные схемы сравнения, выполненные на одном транзисторе

В тех случаях, когда предварительного усиления недостаючно для получения заданного коэффициента стабилизации, включают дополнительные каскады усиления. На вход этих УПТ поступает усиленный сигнал рассогласования, а выход соединяется с базой регулирующего транзистора. В схемах на рис. 15.18, *а*—*в* выходное напряжение стабилизатора больше опорного, причем схемы на рис. 15.18, *a*, *б* могут быть выполнены без источника дополнительного напряжения. Схемы на рис. 15.18, *г*–*е* применяются в низковольтных КСН, в которых выходное напряжение меньше опорного ($U_{\rm H} < U_{\rm on}$).

В тех случаях, когда требуется высокая температурная стабильность КСН и малый временной дрейф (особенно при низких выходных напряжениях), применяют более сложные дифферснциальные схемы (рис. 15.19), из которых при $U_{\rm H} > U_{\rm on}$ предпочтительней является схема на рис. 15.19, *а* и при $U_{\rm H} < U_{\rm on}$ — схемы на рис. 15.19, *г*, *д*.

Типовые схемы стабилизаторов напряжения с последовательным включением РЭ приведены на рис. 15.20. В этих схемах конденсатор C_{∞} предназначен для повышения устойчивой работы КСН за счет уменьшения коэффициента усиления УПТ по переменному напряжению, а конденсатор $C_{\rm H}$ — для улучшения переходных характеристик и повышения степени устойчивости КСН. Резисторы, соединяющие минусовую шину источника питания $U_{\rm n}$ с базами регулирующих составных транзисторов, предназначаются для компенсации обратных токов транзисторов (например, R_3 , R_4 на рис. 15.20, δ).

С целью повышения коэффициента стабилизации КСН часто применяют взамен $E_{\text{доп}}$ токостабилизирующий двухполюсник (ТД) (на рис. 15.20, *д*, *е* обозначен пунктирной линией), выполненный на транзисторе VT_1 , резисторах R_1 и R_2 и стабилитроне VD_1 . Иногда в стабилизаторах вместо VD_1 включают один или два диода в прямом направлении. Применение ТД вместо $E_{\text{доп}}$ приводит к небольшому увеличению минимально допустимого входного напряжения на КСН.



Рис. 15.19. Дифференциальные схемы сравнения

Для повышения качества выходного напряжения в УПТ стабилизатора применяются операционные усилители (*DA* на рис. 15.20, \mathcal{W}), которые обладают большим коэффициентом усиления и малым температурным уходом. Питание операционного усилителя может осуществляться непосредственно от выходного напряжения стабилизатора. Можно также питать операционный усилитель от дополнительного источника (на рис. 15.20, \mathcal{W} показан пунктирной линией) $E_{\text{доп}}$, но в этом случае нет необходимости включать согласующий каскад на отдельном транзисторе VT_4 (на рис. 15.20, \mathcal{W} он обведен пунктирной линией).

Основными показателями качества выходного напряжения КСН являются коэффициент стабилизации $k_{\rm cr}$ по изменению напряжения питания $U_{\rm n}$, внутреннее сопротивление $r_{\rm H}$, нестабильности от изменения напряжения дополнительного источника $\delta U_{\rm H,don}$ и температуры $\delta U_{\rm H,r}$. Величины $k_{\rm cr}$ и $r_{\rm H}$ для схем на рис. 15.20 определяются по формулам:

$$k = \frac{\Delta U_{\rm n}}{\Delta U_{\rm H}} \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm n}} \approx k_{\rm H} \mu \frac{U_{\rm H}}{U_{\rm n}}; \qquad (15.88)$$

$$r_{\rm H} \approx \frac{r_{i_{\rm T}} + r_0 (1 + r_{\rm H,T})}{\mu_{\rm T} k_{\rm H}},$$
 (15.89)

где h_{113} , $r_{i\tau}$, μ_{τ} — входное и внутреннее сопротивление, а также коэффициент усиления по напряжению составного транзистора; r_0 , $r_{\tau \pi}$, r_{iy} — соответственно внутреннее сопротивление источника питания U_n токового датчика ТД и транзистора УПТ; $k_{\rm H}$ — коэффициент передачи цепи обратной связи, равный произведению коэффициентов передачи УПТ и делителя выходного напряжения;

$$r_{\rm H,T} = \frac{\mu_{\rm T} h_{\rm H,T} r_{\rm iy}}{r_{\rm TA} (h_{\rm H,T} + r_{\rm iy}) + h_{\rm H,T} r_{\rm iy}} -$$
для схем на рис. 15.20, *д*, *е*

и $r_{\rm H,T} = 0$ — для остальных схем.





Рис. 15.20. Типовые схемы стабилизаторов постоянного напряжения







ж

Рис. 15.20. (Продолжение)

Нестабильность выходного напряжения КСН при изменсниях напряжения дополнительного источника, питающего корлекторную цепь транзистора (но не стабилитрона)

$$\delta U_{\rm H,AOH} = \Delta E_{\rm AOH} / k_{\rm H}. \tag{15.90}$$

Величина температурной нестабильности $\delta U_{\rm H,T}$ определяется в основном температурным уходом напряжения эмиттер—база транзистора первого каскада УПТ, источника опорного напря жения и делителя выходного напряжения.

Методика и пример расчета. Проведем расчет стабилизатора после довательного типа (рис. 15.20, *a*) со следующими исходными дан ными: номинальное напряжение питающей сети $U_c = 220$ В; частота $f_c = 50$ Гц; пределы изменения напряжения сети $a_c = b_c = 0,1$; номи нальное выходное напряжение $U_{\rm H} = 12$ В; допустимые установоч ные отклонения $\Delta U_{\rm H} = \pm 1$ В; номинальный ток нагрузки $I_{\rm H} = 0,7$ А. пределы изменения тока нагрузки $I_{\rm H min} = 0,5$ А и $I_{\rm H max} = 1$ А; коэф фициент стабилизации при изменении напряжения сети $k_{\rm cr} \ge 500$. внутреннее сопротивление $r_{\rm H} \le 0,7$ Ом; амплитуда пульсации вы ходного напряжения $U_{\rm H^-} \le 3$ мВ; температура окружающей среды $T_{\rm c max} = 60$ °C; $T_{\rm c min} = -10$ °C, максимальный температурный ухол напряжения $\delta U_{\rm H,T} = 0,12$ В; $\delta U_{\rm H, доп} = 0,05$ В.

1. Выбираем в качестве регулирующего элемента VT_2 (рис. 15.20, *a*) транзистор типа KT817A с параметрами [115]: $I_{K max} = 3 \Lambda$: $U_{K \Im max} = 25$ B; $P_{K max} = 14$ BT, $h_{21 \Im min} = 25$, $I_{K \square E} = 0,4$ мА. При заданном токе нагрузки $I_{H max} = 1$ А принимаем напряжение насышения на транзисторе $U_{K \Im max} = 3$ B, а максимальный уровень пульсаций входного на пряжения $U_{n \square} = 0,15$ B.

2. Определяем входное напряжение питания

$$U_{\Pi \max} = (U_{\text{K} \ni \text{Hac0}} + U_{\text{H}} + U_{\text{H}} + \Delta U_{\text{H}})(1 + a_c)/(1 - b_c) =$$

= (3+0,15+12,6+1)(1+0,1)/(1-0,1) = 20,6 B;
$$U_{\Pi} = U_{\Pi \max}/(1+a_c) = 20,6/(1+0,1) = 18,5 \text{ B};$$
$$U_{\Pi \min} = U_{\Pi}(1 - b_c) = 18,5(1-0,1) = 16,8 \text{ B}.$$

Расчет выпрямителя для получения требуемого напряжения питания U_n и сглаживающего фильтра для получения пульсации $U_n \sim$ при заданном токе нагрузки $I_{\rm H}$ max производится по методикам, изложенным в [59].

Максимальная мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе,

 $P_{\text{T}} = (U_{\text{H}} = U_{\text{H}} - \Delta U_{\text{H}})I_{\text{H}} = (20, 6 - 12, 6 - 1) \cdot 1 = 7 \text{ BT}.$

3. По входным и выходным характеристикам транзистора КТ817 (рис. 15.21) определяем:

 $U_{\Im b2} = 0.8 \text{ B}; \ \Delta U_{\Im b2} = 0.04 \text{ B}; \ \Delta U_{K\Im} = 6 \text{ B}; \ \mu_{r2} = \Delta U_{K\Im} / \Delta U_{\Im b} = 6/0.04 = 150;$

 $h_{1132} = \Delta U_{35}/(I_{62} - I_{61}) = 0, 1/(1, 5 \cdot 10^{-3} - 0, 3 \cdot 10^{-3}) = 83 \text{ Om}.$



Рис. 15.21. Статические характеристики транзистора КТ817А: *а* — входная; *б* — выходная

Максимальные значения коллекторного тока, напряжения коллектора для составного транзистора VT_1 соответственно равны

$$I_{\text{K1}} = I_{\text{H max}} / h_{2132 \min} = 1/25 = 0,04 \text{ A};$$

 $U_{\text{K31}} \approx E_{\text{n max}} = 20,6 \text{ B};$
 $P_{\text{K1}} = P_{\text{T max}} / h_{2132 \min} = 7/25 = 0,28 \text{ BT}.$

Выбираем в качестве составного транзистора КТ603Б с параметрами

$$I_{\text{K1 max}} = 0,3 \text{ A} > 0,04 \text{ A}; U_{\text{K} \ni \text{Imax}} = 30 \text{ B} > 20,6 \text{ B}; \\P_{\text{K1 max}} = 0,4 \text{ Br} > 0,28 \text{ Br} (\Pi \text{ри} \ T_c \text{ max} = 60^{\circ}\text{C}); \\U_{\text{K} \ni \text{ Hacl}} = 0,25 \text{ B}; \ h_{21 \ \exists \text{Imax}} = 60; U_{\exists \text{B} 1} = 0,7 \text{ B}; \\h_{11 \ \exists 1} = 300 \text{ OM}; I_{\text{K} \boxtimes 01} = 0,03 \text{ MA}; \\\mu_{\text{r1}} = 600.$$

Ток базы транзистора $VT_1 I_{51} = I_{K1} / h_{2131 \text{ min}} = 0.04/60 = 0.7 \text{ мA}.$

4. Принимаем схему составного транзистора без вспомогательного источника питания (см. рис 15.17, *a*). Минимальное напряжение на регулирующем элементе

 $U_{\text{K}\Im \text{ Hac}} = U_{\text{K}\Im \text{ Hac}1} + U_{\Im \text{5}2} = 0.25 + 0.8 = 1.05 \text{ B}.$

Уточняем значения напряжения питания, рассеиваемой на транзисторах мошности, а также μ_{r22} , h_{113} по приведенным выше формулам:

$$U_{\Pi \max} = (1,05 + 0,15 + 12,6 + 1)(1 + 0,1)/(1 - 0,1) = 18,1 \text{ B};$$

$$U_{\Pi} = 18,1(1 - 0,1) = 16,3 \text{ B}; U_{\Pi \min} = 16,3/(1 + 0,1) = 14,8 \text{ B};$$

$$P_{K2} = (18,1 - 12,6 - 1)\cdot 1 = 4,5 \text{ BT};$$

$$P_{K1} = (U_{\Pi \max} - U_{H} - \Delta U_{H} - U_{362})I_{H\max} / h_{21,32} \min =$$

$$= (18,1 - 12,6 - 1 - 0,8)\cdot 1/25 = 0,15 \text{ BT};$$

$$\mu_{T22} = \frac{\mu_{T1}\mu_{T2}}{\mu_{T1} + \mu_{T2}} = \frac{150\cdot 600}{150 + 600} \approx 120;$$

$$h_{113} = h_{1131} + h_{1132}h_{2131} \min = 300 + 83\cdot 60 \approx 5,3 \text{ KOM};$$

 $r_{i\tau} = \mu_{\tau 22} h_{113} / h_{2131 \min} \cdot h_{2132 \min} = 120.5300/60.25 = 425$ Ом. 5. Максимальное значение напряжения $U_{\max,y}$

 $U_{\text{Bblx},\text{y}} = U_{\text{H}} + \Delta U_{\text{H}} + U_{\exists b1} + U_{\exists b2} = 12,6 + 1 + 0,7 + 0,8 = 15,1 \text{ B}.$

6. Проводим расчет цепи обратной связи: а) выбираем стабилитрон Д818Б с параметрами $U_{cr min} = 7,65$ В; $U_{cr max} = 9$ В; $I_{cr min} = 3$ мА; $I_{cr max} = 33$ мА; $r_{лиф} = 18$ Ом; $\alpha_{H} = -1,8$ мВ/°С; б) принимаем $E_{дon} = 0,4(U_{H} + \Delta U_{H}) = 0,4(12,6+1) = 5,45$ В; $E_{дon} + U_{H} + \Delta U_{H} = 5,45 + 12,6 + 1 \approx 19$ В > $U_{BMX,Y} = 15,1$ В. В качестве VT₃ выбираем транзистор КТ312Б с параметрами $U_{K93 max} = 35$ В; $I_{K3 max} = 30$ мА; $\alpha_{r3} = 2$ мВ/°С; $h_{2193 min} = 25$; $U_{363} = 0,8$ В; $r_{93} = 50$ Ом; $r_{953} = 1$ кОм; $h_{1193} = 1$ кОм; $\mu_{r3} = 1000$; В) принимаем коллекторный ток транзистора VT₃ равным $I_{K3} = 2,8$ мА > $I_{E1} = I_{BMX,Y} = 0,7$ мА и вычисляем: $R_1 = (E_{дon} + U_{H} + \Delta U_{H} - U_{BMX,Y})/(I_{K3} + I_{BMX,Y}) =$ $= (19,0 - 15,1)/(2,8\cdot10^{-3} + 0,7\cdot10^{-3}) = 1,1$ кОм; $\overline{R}_2 = \frac{U_{H} - \Delta U_{H} - U_{cr max}}{I_{cr min} - I_{K3}} = \frac{12,6-1-9}{3\cdot10^{-3} - 2,8\cdot10^{-3}} = 13$ кОм;

г) определяем ток базы транзистора *VT*₃ и сопротивления резисто ров делителя напряжения

$$I_{\rm E3} = I_{\rm K3}/h_{2133\,\rm min} = 2,8/25 \approx 0,1\,\rm MA; I_{\rm den} = 10I_{\rm E3} = 1\,\rm MA$$
$$R_5 \le \frac{U_{\rm ct\,min} + U_{\rm 3E3}}{I_{\rm den}(1 + \Delta U_{\rm H}/U_{\rm H})} = \frac{7,65 + 0,8}{10^{-3}(1 + 1/12,6)} \approx 7,2\,\rm \kappa Om;$$

$$R_4 \le \frac{U_{\rm H} - \Delta U_{\rm H} - U_{\rm ct\ max} - U_{\Im B3}}{U_{\rm ct\ max} + U_{\Im B3}} R_5 = \frac{12,6 - 1 - 9 - 0,8}{9 + 0,8} 7,2 \cdot 10^{-3} \approx 1,3 \text{ KOM};$$

 $RP \ge (U_{\text{H}}/I_{\text{дел}}) - R_4 - R_5 \approx (12,6/10^{-3}) - 1300 - 7200 = 4,1 кОм.$ Принимаем RP = 4,7 кОм;

д) коэффициент передачи по напряжению

$$k_{\rm H} = \frac{U_{\rm cr.min}}{U_{\rm H}} \frac{h_{1193\,\rm min}R_{\rm K}}{h_{1193} + h_{2193\,\rm min}(r_{\rm B3} + r_{\rm gud})} = \frac{7,65}{12,6} \frac{25\cdot10^3}{10^3 + 25(50+18)} = 5,9,$$

где

$$R_{\rm H} = U_{\rm Bbix.y} / I_{\rm Bbix.y} = 15, 1 / (0, 7 \cdot 10^{-3}) \approx 22 \text{ KOM}$$
$$R_{\rm K} = \frac{R_{\rm I} R_{\rm H}}{R_{\rm I} + R_{\rm H}} = \frac{1, 1 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3}{1, 1 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3} \approx 1 \text{ KOM};$$

е) для повышения устойчивости КСН выбираем $C_{oc} = 0,1$ мкФ. Ем костное сопротивление на частоте 100 Гц

$$X_C = \frac{1}{2fC_{\text{oc}}} = \frac{1}{6,3 \cdot 100 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 16 \text{ kOm}.$$

Это сопротивление, образующее отрицательную обратную связь по переменному напряжению, уменьшит коэффициент передачи k_{μ} об ратной связи на частоте 100 Гц не более чем в 2 раза, т. е. $k_{\mu\sim} \approx 3$.

7. Определяем значения k_{ct} , r_{H} , $U_{H^{-}}$ и $\Delta E_{\text{доп}}$ (принимаем $r_0 = 2 \text{ Om}$)

$$k_{cT} = k_{H} \mu_{T22} \frac{U_{H}}{U_{R}} = 5,9 \cdot 120 \frac{12,6}{16,3} = 550 > 500;$$

$$r = \frac{r_{iT} + r_{0}}{\mu_{T22} k_{H}} = \frac{425 + 2}{120 \cdot 5,9} = 0,6 \text{ OM} < 0,7 \text{ OM};$$

$$U_{H^{-}} = U_{\Pi^{-}} / (k_{H^{-}} \mu_{122}) = 0,15 / (3 \cdot 120) = 0,42 \text{ MB} < 3 \text{ MB};$$

$$\Delta E_{\pi \text{OR}} = \delta U_{H,\text{OR}} = 0,05 \cdot 5,9 = 0,295 \text{ B}.$$

8. Определим температурную нестабильность выходного напряжения КСН, учитывая $\alpha_{\rm H}$ = 1,8 мВ/°С, $\alpha_{\rm H,T}$ = -2 мВ/°С, $\alpha_{\rm H,T}$ = -1 мВ/°С

$$\delta U_{\rm HT+} = \frac{U_{\rm H} + \Delta U_{\rm H}}{U_{\rm cT min}} (\pm \alpha_{\rm H} \pm \alpha_{\rm HT} \pm \alpha_{\rm HZ}) (T_{c \,\rm max} - T_c) =$$

= $\frac{12.6 + 1}{7.65} (1.8 - 2 - 1)(60 - 20) = -2.3 \cdot 10^{-3} \cdot 40 = -85 \,\rm mB \, < 120 \,\rm mB \,,$

 $\delta U_{\text{н.т}} = 2,13 \cdot 10^{-3} (T_c + T_{c \min}) = 2,13 \cdot 10^{-3} (20 + 10) = 64 \text{ мB} < 120 \text{ мB},$ где $\alpha_{\text{н.д}}$ — общий температурный коэффициент резисторов *R*, *P*, *R*₄, *R*₅ делителя напряжения.

Знак «минус» в полученном результате для $\delta U_{\rm H,T^+}$ означает уменьшение выходного напряжения с повышением температуры.

9. Вычисляем

$$R_2 = \frac{U_{\rm H} - \Delta U_{\rm H}}{I_{\rm K5.02}} = \frac{12, 6-1}{0, 4 \cdot 10^{-3}} \approx 30 \text{ kOm}.$$

10. Определяем номинальное и минимальное значения КПД стабилизатора

$$\eta = \frac{U_{\rm H} I_{\rm H}}{U_{\rm n} I_{\rm H} + P_{\rm cy}} = \frac{12,6\cdot0,7}{16,3\cdot0,7+0,083} = 0,77;$$

$$\eta_{\min} = \frac{(U_{\mu} - \Delta U_{\mu})I_{\mu\max}}{U_{\mu\max} I_{\mu\max} + P_{cy}} = \frac{(12, 6-1)\cdot 1}{18, 1\cdot 1 + 0,083} = 0,64,$$

где

 $P_{cy} \approx (E_{доп} + U_{H})(I_{51}+I_{K3}) + U_{H}(I_{K5\ 02} + I_{ct\ min} - I_{K3} + I_{дел.}) = (5,45 + 12,6)(0,7 + 2,8) \cdot 10^{-3} + 12,6(0,4 + 3 - 2,8 + 1) \cdot 10^{-3} \approx 83 \text{ мBt} - \text{потреб-ляемая схемой мощность.}$

15.5. Параллельные стабилизаторы напряжения. Стабилизаторы тока. Стабилизаторы с регулированием на стороне переменного тока. Тиристорные стабилизаторы

Параллельные стабилизаторы. Функциональная схема на раллельного компенсационного стабилизатора изображена на рис. 15.22.



Рис. 15.22. Функциональная схема параллельного компенсационного стабилизатора постоянного напряжения

Согласно схеме напряжение на нагрузке равно: $U = U_0 - I_p R_r - I_H R_p.$ (15.91)

При номинальных значениях входного напряжения U_0 и со противления нагрузки $R_{\rm H}$ с помощью напряжения уставки $U_{\rm ver}$ устанавливают номинальное сопротивление $R_{\rm p3}$ регулирующе го элемента РЭ, а следовательно, номинальные значения тока $I_{\rm p}$ и падения напряжения $I_{\rm p}R_{\rm r}$ на гасящем сопротивлении $R_{\rm h}$. При изменении, например, при увеличении напряжения $U_{\rm u}$ на нагрузке возрастает напряжение обратной связи $U_{\rm oc}$, возникает напряжение рассогласования положительной полярности $\Delta U = U_{\rm oc} - U_{\rm on}$, повышается напряжение управления $U_{\rm y}$, уменьшается сопротивление $R_{\rm p3}$ регулирующего элемента РЭ, возрастает ток $I_{\rm p}$ $I_{\rm p}$ через него и гасящее сопротивление $R_{\rm p}$, повыша ется падение напряжения $I_{\rm p}R_{\rm r}$ на $R_{\rm h}$. Благодаря этому, согласно (15.21), напряжение на нагрузке уменьшается, стремясь к номинальному значению.

Типовые схемы стабилизаторов напряжения с параллельным включением РЭ приведены на рис.15.23. В качестве гасящего

устройства в этих стабилизаторах применяются резистор (R_1 на рис. 15.23, a, δ) или при высоких требованиях к стабильности выходного напряжения стабилизатора применяется ТД (обведен пунктирной линией на рис.15.23,a), имеющий большое внутреннее сопротивление $r_{\text{тл}}$.

При напряжениях $U_{\rm H} > 3$ В и токе нагрузки $I_{\rm H} \le 3$ А применяется регулирующий составной транзистор с объединенными коллекторами (см. рис. 15.17, *a*, *b*), так как включение дополнительного источника $E_{\rm доп}$ (см. рис. 15.17, *b*, *c*) для уменьшения минимального падения напряжения на переходе коллекторэмиттер силового транзистора не повышает КПД стабилизаторов параллельного типа. Для уменьшения мощности потерь на регулирующем транзисторе иногда последовательно с ним включают резистор R_3 (рис. 15.23. *b*), который не влияет на общий КПД стабилизатора.

Коэффициент стабилизации КСН зависит от коэффициента передачи цепи обратной связи и коэффициента усиления μ_1 регулирующего элемента, его внутреннего сопротивления r_{rr} , сопротивления гасящего резистора. Для стабилизаторов на рис. 15.23, *a*, *б*

$$k_{\rm cT} = \mu_{\rm T} k_{\rm H} R_1 U_{\rm H} / r_{iT} U_{\rm H}$$
(15.92)

Для схемы на рис. 15.23, в

$$k_{\rm cT} = \mu T k_{\rm H} r_{\rm TL} U_{\rm H} / (r_{i\rm T} + R_3) U_{\rm H}.$$
(15.93)

Внутреннее сопротивление стабилизаторов на рис. 15.23, а, б

$$r_{\rm H} = r_{\rm fr} / \mu_{\rm T} k_{\rm H},$$
 (15.94)

а для схемы рис. 15.23, в

$$r_{\rm H} = (r_{i\rm T} + R_3)/\mu_{\rm T}k_{\rm H}, \qquad (15.95)$$

Нестабильность выходного напряжения от изменения напряжения дополнительного источника $E_{\text{доп}}$ для схем на рис. 15.23, *а*, *в* соответственно равна

$$\delta U_{\text{H.don}} = \Delta U/k_{\text{n}}, \quad \delta U_{\text{H.don}} = \Delta E_{\text{don}}/k_{\text{n}}, \quad (15.96)$$

а для схемы рис. 15.23, б

$$\delta U_{\text{H,gon}} = \Delta U_{\text{cr}} (U_{\text{H}} - U_{\text{B}\text{B}}) / (U_{\text{cr}} + U_{\text{B}\text{B}}), \qquad (15.97)$$

где $\Delta U_{\rm ct} = \Delta E_{\rm don} r_{\rm ct} / (k_{\rm H} R_3).$



Рис. 15.23. Типовые схемы стабилизаторов напряжения с параллельным включением регулирующего транзистора

Факторы, влияющие на температурную нестабильность выходного напряжения КСН параллельного типа, и пути уменьшения $\delta U_{\rm HT}$ те же, что и в КСН последовательного типа.

Компенсационные стабилизаторы тока служат для поддержа ния постоянства тока нагрузки. Вариант принципиальной схе мы стабилизатора тока нагрузки изображен на рис. 15.24.



Рис. 15.24. Принципиальная схема стабилизатора тока

Особенностью схемы стабилизатора тока является то, что измерительный элемент R_{μ} — датчик тока, включен последовательно (а не параллельно, как в стабилизаторах напряжения) с нагрузкой R_{μ} . Напряжение обратной связи U_{oc} , снимаемое с измерительного сопротивления R_{μ} , пропорционально току нагрузки I_{μ} . Напряжение U_{oc} подается на базу, а опорное напряжение U_{on} со стабилитрона VD_{1} подается на эмиттер усилительного транзистора VT_{2} . В остальном работа стабилизатора тока аналогична работе стабилизатора напряжения (см. рис. 15.9).

Магнитно-полупроводниковые стабилизаторы с регулированием на стороне переменного тока выполняются по структурной схеме, приведенной на рис.15.25.



Рис. 15.25. Структурная схема стабилизатора с регулированием на стороне переменного тока

В схеме регулирующий элемент стабилизатора РЭ включен в первичную обмотку трансформатора TV, на вход которого подается переменное напряжение питающей сети U_c , а слежение ведется за выходным постоянным напряжением $U_{\rm H}$, получаемым после выпрямителя В и фильтра Ф. При изменении входного напряжения U_c или тока нагрузки сигнал рассогласования, выделенный измерительным элементом ИЭ через схему управления СУ (состоящей как и в других компенсационных стабилизато-

рах, из элемента сравнения, источника опорного напряжения, сумматора напряжения рассогласования и напряжения уставки, усилителя), подается на регулирующий элемент РЭ, которын уменьшает или увеличивает среднее (или действующее) значс ние напряжения на первичной обмотке трансформатора TV та ким образом, что выходное напряжение $U_{\rm H}$ остается стабильным с определенной степенью точности. В качестве регулирующего элемента в этой схеме может использоваться дроссель насыще ния, транзистор или тиристор.

Если в качестве РЭ применен дроссель насыщения или тпристор, включенный в диагонали диодного моста, то стабили зация выходного напряжения $U_{\rm H}$ осуществляется изменением среднего значения переменного напряжения, поступающего на первичную обмотку трансформатора за счет вертикальной отсечки части синусоиды напряжения питающей сети $U_{\rm c}$, т. с. изменением угла включения (отсечки).

Транзистор в качестве регулирующего элемента РЭ в схеме на рис. 15.25 может работать в линейном или в импульсном ре жимах, изменяя среднее значение переменного напряжения на первичной обмотке трансформатора TV так, что выходное на пряжение $U_{\rm H}$ остается стабильным. В линейном режиме тран зистор под действием сигнала управления изменяет свое выход ное сопротивление, отсекая верхнюю часть синусоиды входного питающего напряжения $U_{\rm c}$. При работе в импульсном режиме транзистор изменяет скважность коротких импульсов, запол няющих каждый полупериод синусоиды входного напряжения, изменяя тем самым среднее значение переменного напряжения на первичной обмотке трансформатора.

Стабилизаторы с регулированием на стороне переменно го тока находят применение в ИВЭ, потребляющих входную энергию переменного тока промышленной или повышенной частоты для получения низких или высоких напряжений повышенной или большой мощности. Недостатками стабилизаторов такого типа являются сравнительно большие внутреннее сопротивление и пульсация выпрямленного напряжения.

Стабилизаторы переменного напряжения также используют принцип регулирования на стороне переменного тока. Структурная схема такого стабилизатора приведена на рис. 15.26.



Рис. 15.26. Структурная схема стабилизатора переменного напряжения

Регулирующий элемент РЭ, в качестве которого может быть использован дроссель насыщения, тиристор или транзистор, включен в первичную обмотку трансформатора TV, а измерительный элемент ИЭ следит за выходным переменным напряжением U_{ct} . Цепь обратной связи замыкается через схему управления СУ. Стабилизация выходного переменного напряжения может осуществляться по среднему или действующему значению в зависимости от выбранного типа измерительного элемента.

Стабилизатор с двумя регулирующими элементами выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 15.27. В нем сочетаются два типа рассмотренных выше структур: стабилизатор с регулированием по цепи переменного тока (см. рис. 15.25), выполненный на регулирующем элементе РЭ₁ и схеме управления СУ, и непрерывный последовательный стабилизатор (см. рис. 15.9), выполненный на регулирующем элементе РЭ₂ с измерительным элементом ИЭ₂ и усилителем постоянного тока УПТ.



Рис. 15.27. Структурная схема стабилизатора с двумя регулирующими элементами

Различием в работе первого стабилизатора является то, что его измерительный элемент ИЭ₁ подключен не на выход выпрямленного напряжения, снимаемого после выпрямителя В и фильтра Ф, а следит за падением напряжения на регулирующем транзисторе РЭ₂ непрерывного стабилизатора, поддерживая на пряжение эмиттер-коллектор РЭ₂ постоянным при изменении входного напряжения питающей сети U_c или при изменении тока, протекающего через нагрузку $R_{\rm H}$. Этим достигается существенное уменьшение мощности потерь на регулирующем тран зисторе РЭ₂, уменьшаются габариты его радиатора.

Тиристорные стабилизаторы. Основные схемы тиристорных регуляторов

Тиристорный стабилизатор выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 15.28.



Рис. 15.28. Структурная схема тиристорного стабилизатора

В качестве регулирующего элемента в стабилизаторе используется регулируемый выпрямитель ВР на тиристорах. В отличие от регулируемого выпрямителя (см. рис. 13.2) здесь введен измерительный элемент ИЭ, подключенный к выходному напряжению $U_{\rm H}$, за которым осуществляется слежение в замкнутой цепи регулирования. В тиристорном стабилизаторе осуществляется фазовое управление стабилизацией выходного напряжения. Синхронизация управляющих сигналов осуществляется с частотой переменного входного напряжения, подаваемого от трансформатора TV на схему управления СУ.

При увеличении, например, входного напряжения питания возрастает уровень сигнала, поступающего от измерительного элемента ИЭ на схему управления СУ, в которой происходии задержка включения тиристора на определенный угол, отсекая вертикальную часть входной синусоиды так, что среднее значение выходного выпрямленного напряжения $U_{\rm H}$ остается постоянным с определенной точностью.

На рис. 15.29 приведены функциональные схемы тиристорных стабилизаторов постоянного напряжения. Общими элементами для обеих схем являются трансформатор питания, сглаживающий фильтр, делитель выходного напряжения, источник опорного напряжения, усилитель сигнала рассогласования и управляющее устройство, служащее для управления фазой открывания тиристоров. Тиристоры в качестве управляемых элементов могут быть включены на выходе трансформатора (рис. 15.29, *a*) или на его входе (рис. 15.29, *б*). Наиболее часто применяются стабилизаторы с включением тиристоров в цепь вторичной обмотки трансформатора (рис. 15.29, *a*), при котором они выполняют одновременно функции выпрямления перемен-



Рис. 15.29. Функциональные схемы тиристорных стабилизаторов напряжения: *а* — тиристоры включены во вторичную обмотку трансформатора; *б* — тиристоры включены в первичную обмотку трансформатора

ного напряжения в постоянное и регулирующего элемента. Это позволяет получить выигрыш в габаритах и массе тиристорного стабилизатора.

В ряде случаев рационально включение тиристоров на стороне первичной обмотки трансформатора (рис. 15.29, б), например в низковольтных стабилизаторах с большими токами нагрузки Так как падение напряжения на тиристоре больше падения на пряжения на неуправляемом диоде, то с целью получения болсе высокого КПД в низковольтных стабилизаторах постоянного напряжения с уровнем выходного напряжения, соизмеримым с падением напряжения на тиристоре, необходимо располаганих на стороне первичной обмотки трансформатора.

их на стороне первичной обмотки трансформатора. Для удобства анализа на рис. 15.29 элементы функциональной схемы, находящиеся до сглаживающего фильтра и после усилителя сигнала рассогласования, объединены под общим названием «тиристорный регулятор» (ТР). Такое объединение элементов функциональной схемы можно считать целесообраз ным, так как в тиристорных стабилизаторах постоянного на пряжения обычно рассматриваются среднее значение и форма напряжения на входе сглаживающего фильтра в зависимости от угла включения тиристоров.

С целью упрощения в дальнейшем схемы ТР будут представ лены без устройств управления. На рис. 15.30 приведены основ ные схемы однофазных ТР, а на рис. 15.31 — трехфазных ТР с расположением тиристоров в цепи вторичной обмотки транс форматора. Для обеспечения работы на индуктивную нагрузку в схемах включен «обратный» диод VD_0 . В схеме на рис. 15.30, *а* роль обратного диода при закрытых тиристорах выполняют диоды VD_1 и VD_2 .

оды VD_1 и VD_2 . Схема на рис. 15.31, *а* отличается от схем на рис. 15.31, *б*, *в* уменьшенным числом тиристоров и диодов, однако в ней трансформатор имеет большую габаритную мощность. Схемы на рис. 15.31, *а*, *б* различаются числом тиристоров и, следовательно, количеством управляемых фаз выпрямленного напряжения. Однако схема на рис. 15.31, *б* не находит широкого применения из-за больших габаритов устройства управления. Кроме того, неизбежная асимметрия фаз питающего напряжения, неравенство падений напряжений на тиристорах, несинфазность импульсов управления, подаваемых на тиристоры, исключают возможность рассчитывать сглаживающий фильтр на удвоен ную частоту и тем самым лишать ее основного преимущества по сравнению со схемой на рис. 15.31, *а*.





Рис. 15.30. Схемы однофазных тиристорных регуляторов (по функциональной схеме на рис. 15.29, *a*)



Рис. 15.31. Схемы трехфазных тиристорных регуляторов (по функциональной схеме на рис. 15.29, *a*)

б

На рис. 15.32 и 15.33 приведены основные схемы одно- п трехфазных ТР, в которых тиристоры расположены на сторопс первичной обмотки трансформатора. Схема на рис. 15.32, *a* со встречно и параллельно включенными тиристорами по сравне нию со схемами на рис. 15.32, *б*, *в* обладает относительно высоким КПД. Однако в ней к тиристорам в обратном направлении может быть приложена амплитуда сетевого напряжения. Пре имуществом схем на рис. 15.32, *б*, *в* является защищенность ти ристоров от воздействия обратного сетевого напряжения. Схема на рис. 15.32, *б* по значению КПД занимает промежуточное положение в сравнении со схемами на рис. 15.32, *a*, *в*.



Рис. 15.32. Схемы однофазных тиристорных регуляторов (по функциональной схеме на рис. 15.29, б)

Режим работы тиристоров в трехфазной схеме на рис. 15.33, *а* при наличии нулевого провода не отличается от режима работы тиристоров в схеме на рис. 15.32, *а*. При отсутствии нулевого

провода (если не соблюдается идентичность вольтамперных характеристик запертых тиристоров) выравнивание напряжений на запертых тиристорах можно осуществить путем шунтирования тиристоров резисторами.

Схема на рис. 15.33, *а* по тем же причинам, что и схема рис. 15.32, δ , не нашла широкого применения в ИВЭ. Более широкое распространение получила схема на рис. 15.33, δ , так как в ней вдвое меньше тиристоров и относительно простое устройство управления.



Рис. 15.33. Схемы трехфазных тиристорных регуляторов (по функциональной схеме на рис. 15.32, б)

Формы напряжений для различных схем тиристорных регуляторов приведены на рис. 15.34.

Основные уравнения для расчета рассмотренных схем ТР сведены в табл. 15.4 [59].



Рис. 15.34. Формы выходных напряжений регуляторов при различных углах открывания тиристоров: *a*, *e* — однофазных; *б*, *d* — трехфазных рис. 15.31, *a* и 15.33, *b*; *b*, *e* — трехфазных рис. 15.31, *b* и 15.33, *a*

15.6. Интегральные стабилизаторы напряжения

В источниках электропитания находят применение два вида интегральных стабилизаторов: гибридные интегральные стаби лизаторы напряжения (ГИСН) и полупроводниковые микро схемы стабилизаторов, которые принято называть просто ин тегральные стабилизаторы напряжения (ИСН) [59].

Гибридные интегральные стабилизаторы выполняются на бескорпусных интегральных микросхемах и полупроводниковых приборах, которые размещаются на диэлектрической подложке, на которой методом тонкопленочной или толстопленочной технологии наносятся резисторы, соединительные проводники. На подложке размещаются также входящие в стабилизатор дискретные элементы — бескорпусные конденсаторы, переменные резисторы и др. ГИСН выполняются в виде законченных устройств на фиксированные уровни выходных напряжений, например 5, 6, 9, 12, 15 В. Используя мощные бескорпусные транзисторы и маломощную схему управления, выполненную по гибридно-пленочной технологии, выпускаются стабилизаторы на большие токи, например до 5 А [91].

Электрические схемы ГИСН не отличаются от схем стабилизаторов на дискретных полупроводниковых приборах, а методы гибридно-пленочной технологии и идентичность процессов позволяют получать стабилизаторы с лучшими параметрами, чем полупроводниковые интегральные стабилизаторы на одном кристалле. Номинальные выходные напряжения и стабильность ГИСН можно подогнать с точностью ± (0,05–0,5)%, а ТКН меньше 0,001%/°С. Однако надежность ГИСН значительно ниже, а стоимость значительно выше, чем ИСН. Поэтому гибридные стабилизаторы находят ограниченное применение в основном в устройствах, которые изготовляются малыми сериями.

Микросхемы ИСН имеют малую массу и габариты, высокую надежность, низкую цену, что обеспечивает им широкое внедрение в РЭА. Промышленность выпускает два вида ИСН: с регулируемым выходным напряжением и с фиксированным выходным напряжением.

Интегральные стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением. В микросхемах ИСН с регулируемым выходом отсутствует делитель напряжения и элементы частотной коррекции, которые необходимо подключать с внешней стороны микросхемы на печатной плате в составе ИВЭ. Среди таких ИСН наибольшее распространение получили маломощные микросхемы типа К142EH1, К142EH2 и стабилизаторы средней мощности типа К142EH3 и К142EH4, основные параметры которых приведены в табл. 15.2 [28].

Интегральные стабилизаторы типа К142ЕН1, К142Е2 выполняются на кристалле размером 1,7 × 1,7 мм по одной принципиальной электрической схеме, которая приведена на рис. 15.35, а их классификационные параметры устанавливаются при технологической разбраковке в процессе производства. Типовая схема включения ИСН типов К142ЕН1, К142ЕН2 при малых токах нагрузки приведена на рис. 15.36. Делитель выходного напряжения R_4 , R_5 выбирается из условия, чтобы ток через него протекал не менее 1,5 мА. Сопротивление резистора R_5 нижнего плеча делителя, кроме того, определяется уровнем опорного напряжения и составляет обычно 1,2 кОм. Регулиров ка выходного напряжения осуществляется потенциометром R_4

Параметры	Тип микросхемы				
	K142EH1	K142EH2	K142EH3	K142EH4	
Максимальное входное напряжение <i>U</i> _{ах max} , В	20	40	60	60	
Минимальное входное напряжение <i>U</i> _{вх min} , В	9	20	9,5	9,5	
Пределы установки выходного напряжения, В	3–12	12–30	3–30 3– 30		
Максимальный ток нагрузки / _{н тах} , А	0,15	0,15	1,0	1,0	
Минимальное падение напряжения на регулирующем транзисторе, В	4	4	3	4	
Максимальный ток потерь, мА	4	4	10	10	
Нестабильность по напряжению при температуре корлуса от -60 до $+125$ °C $k_{cr.}$ %/В, для групп:					
A	0,5	0,5	0,1	0,1	
Б	0,2	0,2	0,1	0,1	
В, Г	0,8	0,8	0,1	0,1	
Нестабильность по току $k_{\rm cr}$, %/А, для групп:					
A	0,5	0,5	0,25	0,25	
Б	0,2	0,2	0,25	0,25	
В	2,0	2,0	0,25	0,25	
Г	1,0	1,0			
Относительный температурный коэффициент напряжения α _я , %/°С, для групп:					
А, Б	0,01	0,01	0,01	0,01	
В, Г	0,05	0,05	0,01	0,01	

Таблица 15.2. Основные параметры интегральных стабилизаторов

Для исключения влияния соединительных проводов на ди намические параметры стабилизатора при импульсном измене нии тока нагрузки резисторы делителя должны подключаться непосредственно к нагрузке. Туда же подключается выходной конденсатор *C*_н, повышающий устойчивость стабилизатора и снижающий уровень пульсации выходного напряжения.



На рис. 15.36 условно показано такое подключение указанных элементов к нагрузке $R_{\rm H}$ Для повышения устойчивости включается также конденсатор $C_{\rm k} \approx 0,1$ мкФ. Конденсатор $C_{\rm on}$ шунтирует выход опорного напряжения от наводок и помех со стороны других элементов ИВЭ в условиях печатного монтажа.

Входной конденсатор C_{вх} может принадлежать сглаживающему фильтру выпрямителя, если выпрямитель размещается непосредственно около стабилизатора. Однако если микросхемы стабилизаторов разнесены на значительное расстояние от



Рис. 15.36. Типовая схема включения ИСН типов К142ЕН1, К142ЕН2

выпрямителей, то на входных зажимах микросхем должны быть установлены дополнительные конденсаторы $C_{\text{вх}}$, которые псилючают влияние помех со стороны входа стабилизатора.

Узел защиты ИСН от перегрузки по току и короткого замы кания состоит из датчика тока R_1 и делителя R_2 , R_3 , определя ющего режим работы транзистора защиты VT_9 (см. рис. 15.35) При этом ток через делитель выбирается равным $I_{\pi} = 0,3$ мА, а $R_2 = 2$ кОм. Напряжение U_{59} транзистора защиты VT_9 составля ет 0,7 В, поэтому сопротивление второго резистора в килоомах определяется по формуле

 $R_3 = (U_{\rm H} + U_{\rm D\Theta})/I_{\rm A} = (U_{\rm H} + 0.7)/0.3$, В/мА. (15.98) Напряжение на датчике тока R_1 открывает транзистор защиты *VT*9 только при токе $I_{\rm H} = I_{\rm K,3}$; при этом ток $I_{\rm K,3}$ выбирается на условия

$$I_{\kappa,3} \approx 2,2 \ I_{\text{HOM}} \leq I_{\text{HOM max}},$$
 (15.99)

а сопротивление резистора

$$R_1 = U_{\rm B\Theta} / I_{\rm K,3} = 0.7 / I_{\rm K,3}, \, \text{B/MA.}$$
 (15.100)

Схема стабилизатора с повышенным током нагрузки и раздельным питанием составного регулирующего транзистора показана на рис. 15.37.



Рис. 15.37. Схема стабилизатора с повышенным током нагрузки на основе ИСН типа К142EH2

Интегральный стабилизатор К142ЕН2Б используется только лля управления мощным регулирующим элементом РЭ, который выполнен на составных транзисторах VT_1 , VT_2 , VT_3 . Через внешний регулирующий элемент проходит полный ток нагрузки $I_{\rm H}$, значительно превышающий предельно допустимый ток микросхемы. Минимальное значение основного входного напряжения $U_{\rm bx1\,min}$, определяющее основные потери мощности в стабилизаторе, выбирается из условия обеспечения минимального падения напряжения $U_{\rm K3}$ на регулирующем транзисторе VT_1 с учетом амплитуды пульсации входного напряжения и уровня выходного напряжения

$$U_{\text{BX1 min}} = U_{\text{H}} + U_{0^{\sim}} + U_{\text{K}\Im\text{ min}}. \qquad (15.101)$$

Интегральные стабилизаторы типов К142ЕН3, К142ЕН4 выполнены на кристалле размером 2,2 × 2,2 мм. Принципиальная электрическая схема приведена на рис. 15.38. Она значительно усложнена по сравнению со схемой стабилизаторов К142ЕН1, К142ЕН2 за счет введения двухкаскадного дифференциального УПТ с токостабилизирующими двухполюсниками, что сушественно повысило стабильность по напряжению, а наличие мощного проходного транзистора обеспечило ток нагрузки ИСН до 1 А.

Типовая схема включения стабилизаторов К142ЕНЗ, К142ЕН4 приведена на рис. 15.39. Назначение элементов: R_1 ограничительный резистор выключения микросхем внешним сигналом; R_2 — ограничительный резистор для регулирования порога срабатывания тепловой защиты в диапазоне температур корпуса микросхемы от +65 до +145°С; R_3 — резистор-датчик сигнала для защиты микросхемы от перегрузки по току или короткого замыкания в нагрузке; $C_{\rm K}$ — корректирующий конденсатор; совместно с выходным конденсатором $C_{\rm H}$ он обеспечивает устойчивую работу стабилизатора (обычно выбирают $C_{\rm K} = 0,01$ мкФ); C_1 — конденсатор, блокирующий вход микросхемы по цепи дистанционного выключения от наводок и помех со стороны монтажа.



Рис 15.38. Принципиальная электрическая схема интегральных стабилизаторов К142ЕНЗ, К142ЕН4



Рис. 15.39. Типовая схема включения ИСН типов К142ЕНЗ, К142ЕН4

Резистор *R*₂, кОм, выбирают из условия

$$R_2 \ge \frac{(0,037T_{\kappa} - 6,65)}{(1 - 0,0155T_{\kappa})},\tag{15.102}$$

где T_к – температура корпуса микросхемы, °С, при которой должна срабатывать тепловая защита.

Сопротивление ограничительного резистора R_1 , кОм, определяется с учетом выбранного резистора R_2 по формуле

$$R_{1} \ge \frac{[U_{y}R_{2}(1+0,4R_{2})-R_{2}(1,8+0,5R_{2})]}{[1,8+R_{2}(1,2+0,2R_{2})]},$$
 (15.103)

где U_у — амплитуда управляющего импульса выключения. Значение управляющего напряжения может выбираться в диапазоне от 0,9 до 40 В. При управлении от микросхемы с ТТЛ-выходом U_v составляет около 5 В.

Сопротивление резистора-датчика тока R₃, Ом, определяется по формуле

$$R_{3} = \frac{1,25 - 0,5I_{\rm H} - 0,023(U_{\rm BX} - U_{\rm H})}{I_{\rm H}}.$$
 (15.104)

Ток поворота порога срабатывания защиты Ікл выбирается из условия $I_{\kappa_3} \le 2 I_{\rm H}$, при этом для микросхем К142EH3, К142EH4 значение I_{к.3} не должно превышать предельно допустимого 1 А.

Интегральные стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением. Существенным недостатком интегральных стабилизаторов с регулируемым выходным напряжением является то, что при их использовании в ИВЭ необходимо установить ряд внешних элементов, масса и объем которых превышают саму микросхему. Дальнейшим усовершенствованием интегральных стабилизаторов является разработка серии микросхем с фиксированным выходным напряжением, основные параметры которых приведены в табл. 15.3 [28].

Таблица	15.3.	Основные пар	аметры и	нтегральных	стабилизато	ров напр	яжения
---------	-------	--------------	----------	-------------	-------------	----------	--------

Тип микро- схемы	Выходное напряжение <i>U</i> _н , В	Точность установки ∆ <i>U</i> _н ,%	Максимальный ток нагрузки / _{н max} . А	Максимальное входное напряжение, В
К142ЕН5А	5	± 2	8	15
К142ЕН5Б	6	± 2	8	15

Интегральные стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением выполнены на кристалле размером 2 × 2 мм по одинаковой топологии и принципиальной схеме, поэтому ряд их параметров имеет одинаковые значения (табл. 15.4). Мик росхемы стабилизаторов с фиксированным выходным напря жением содержат встроенную защиту от перегрузки по току и тепловую защиту до максимально допустимой температуры кристалла (175°C). На рис 15.40 приведена типовая зависимость минимального падения напряжения от тока нагрузки и темпе ратуры корпуса микросхемы.

Параметры	Значение параметра	
Нестабильность по напряжению кст, %/В	0,05	
Нестабильность по току $k_{\rm cr}$ при изменении тока от 0 до $I_{\rm Hmax},\%$	1,0	
Относительный температурный коэффициент напряжения $\alpha_{\scriptscriptstyle \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \! \!$	0,02	
Минимальное падение напряжения на стабилизаторе, В	2,5	
Максимальный ток потребления микросхемой, мА	10	

Таблица 15.4. Параметры фиксированных стабилизаторов напряжения



Рис. 15.40. Зависимость падения напряжения на ИСН с фиксированным выходным напряжением от температуры корпуса при различных токах нагрузки



Рис. 15.41. Типовая схема включения ИСН с фиксированным выходным на пряжением

Типовая схема включения ИСН с фиксированным выходом приведена на рис. 15.41. Выходной конденсатор ($C_{\rm H} \ge 2,2$ мкФ), как и в любом стабилизаторе напряжения, обеспечивает устойчивость при импульсном изменении тока нагрузки, снижает уровень пульсации. Входной конденсатор ($C_{\rm BX} \ge 0,33$ мкФ) необходимо включить для устранения генерации при скачкообразном включении входного напряжения $U_{\rm BX}$.

15.7. Компенсационные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения

Основным недостатком стабилизаторов напряжения непрерывного действия является низкий КПД (40-60%) из-за потерь мощности в регулирующем элементе. Кроме того, для рассеивания этой мощности регулирующий элемент приходится снабжать радиатором значительных размеров.

Эти недостатки ограничивают возможности применения стабилизаторов непрерывного действия. Поэтому в последнее время широко применяются импульсные (ключевые) стабилизаторы постоянного напряжения, которые имеют большой КПД (80–85 %), меньшие габариты и массу.

Высокое значение КПД, малые габариты и масса достигаются благодаря тому, что регулирующий элемент работает в ключевом режиме и ток через него проходит не непрерывно, а периодически, когда регулирующий элемент (как ключ) открыт. Идея работы регулирующего элемента в ключевом режиме поясняется на рис. 15.42.



Рис. 15.42. Упрошенная схема регулирующего элемента: *а* — в ключевом режиме работы; *б* — формы напряжения

При замыкании ключа К (открытии регулирующего элемента) через него на выход подается напряжение $U_{\rm вx}$ (рис. 15.42, δ). При размыкании ключа К (закрытии регулирующего элемента) подача напряжения прекращается. Таким образом, на выходе ключа (регулирующего элемента) возникает последовательность импульсов, амплитуда которых равна входному напряжению, а их длительность $t_{\rm H}$ — времени замыкания ключа.

Мощность потерь на ключе $P_{\text{пот}} = I^2 R_{\text{кл}}$. Если ключ идеальный и его сопротивление в замкнутом состоянии $R_{\text{кл}} = 0$, то $P_{\text{пот}} = 0$. В разомкнутом состоянии ключа I = 0, поэтому $P_{\text{пот}} = 0$. При реальных ключах (регулирующих элементах), естественно, потери

мошности имеются, но они значительно меньше, чем в регулирующем элементе непрерывного действия.

Среднее значение последовательности импульсов на выхоле схемы (рис.15.42)

$$U_{\rm BMX.cp} = \frac{t_{\rm W}}{T} U_{\rm BX} = \frac{U_{\rm BX}}{Q},$$

где *T* — период повторения импульсов, $Q = \frac{T}{t_{\mu}}$ скважность импульсов.

Изменяя скважность *Q*, можно изменять среднее значение последовательности импульсов, а *Q* можно регулировать:

изменением длительности замкнутого состояния ключа /...
 (длительности импульса) при постоянном значении периода /.
 Этот процесс называется широтно-импульсной модуляцией (ШИМ);

— изменением периода *T* повторения импульсов при со хранении их длительности *t*_и. Этот процесс называется частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ);

- комбинированным использованием ШИМ и ЧИМ.

Таким образом, в отличии от стабилизатора непрерывного действия в регулирующем элементе импульсного стабилизатора изменяется не сопротивление, а скважность Q (длительность t_{u} импульсов, период T повторения импульсов).

Наряду с указанными выше достоинствами импульсным стабилизаторам присущи недостатки:

- сравнительно невысокая стабильность напряжения;

наличие импульсных помех в широком диапазоне частот;

довольно сложная схема.

15.7.1. Импульсный стабилизатор напряжения с ШИМ и принципом управления по отклонению

Функциональная схема импульсного стабилизатора постоянного напряжения с принципом управления по отклонению изображена на рис.15.43.


Рис. 15.43. Функциональная схема импульсного стабилизатора напряжения

Новыми элементами по сравнению со стабилизатором непрерывного действия (рис. 15.9) являются фильтр Ф, широтно-импульсный модулятор ШИМ, состояший из генератора пилообразного напряжения *G* и компаратора К. Особенностью является также то, что регулирующий элемент РЭ работает в ключевом режиме. Другие элементы — нагрузка H, измерительный элемент ИЭ, источник опорного напряжения ИОН, элемент сравнения ЭС, сумматор С, усилитель постоянного тока У выполняют те же функции, что и в стабилизаторе непрерывного действия.

На компаратор К с выхода усилителя У поступает напряжение управления U_y, равное

$$U_{\rm ynp} = U_{\rm yct y} \pm \Delta U_{\rm y},$$

где $U_{\text{уст y}}$ — усиленное напряжение уставки $U_{\text{уст}}$,

 $\Delta U_{\rm v}$ — усиленное напряжение рассогласования ΔU .

Диаграммы напряжений импульсного стабилизатора напряжения изображены на рис. 15.44 для трех случаев.



Рис. 15.44. Диаграммы напряжений компенсационного импульсного стабилизатора постоянного напряжения



Рис. 15.44. (Продолжение)

І-й случай. При номинальном входном напряжения $U_{BX} = U_{BX,H}$ рис. 15.44, 1*a*) и номинальном сопротивлении нагрузки напряжение рассогласования $\Delta U_y = 0$ и на компаратор (сравниватель напряжений) К поступает только напряжение уставки $U_{ycr y}$ (рис. 15.44, 1*b*). На второй вход компаратора поступает пилообразное напряжение U_r с генератора *G* (рис 15.44, 1*b*). В промежутках времени, когда $U_r \ge U_y = U_{ycr y}$, а на выходе компаратора К возникают импульсы напряжения U_r (рис. 15.44, 1*e*) постоянной амплитуды, длительность t_μ кото рых в рассматриваемом случае ($U_{BX} = U_{BX,H}$, $R_H = R_{H,H}$) равна номинальнолму значению — $t_\mu = t_H$. Импульсы напряжения U_r , поступая на регулирующий элемент РЭ, открывают и на его выходе возникает последовательность импульсов напряже ния U_{p_2} с номинальной длительностью t_H , амплитуда которых равна U_{BX} (в данном случае $U_{BX} = U_{BX,H}$) (рис. 15.44, 1*d*). Среднес значение последовательности импульсов U_{p_3} равно номинальноминальному выходному напряжению U_{BN} .

Как видим, в отличии от стабилизаторов непрерывного действия, где с помощью напряжения уставки устанавливают поминальное сопротивление регулирующего элемента, в импуль сных системах с помощью этого напряжения устанавливают но минальную длительность импульсов на выходе регулирующего элемента.

II-ой случай. Если $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх.н}}$ (рис. 15.44, II*a*), то, как и в стабилизаторе непрерывного действия с принципом управления по отклонению (15.35), возникает напряжение рассогласования ΔU . Напряжение управления $U_{\rm y}$ возрастает на величину $\Delta U_{\rm y}$ (рис. 15.44, Шб), что приводит к уменьшению длительности импульсов напряжения U_{κ} на выходе компаратора К $t_{\mu} \leq t_{\mu}$ (рис. 15.44, Пв, г). Амплитуда импульсов напряжения U_{p_1} на выходе РЭ в соответствии с возросшим входным напряжением увеличилась, но благодаря уменьшению их длительности среднее значение последовательности импульсов напряжения U_{p_9} , т.е. $U_{\text{высс}}$ стремится к номинальному значению (рис. 15.44, Пд). Однако в данном стабилизаторе с принципом управления по отклонению полностью устранить напряжение рассогласования ΔU не удается — при увеличении U_{вх} необходимо уменьшить длительность импульсов напряжения U_{рэ}, что в данном стабилизаторе достигается за счет подачи на компаратор напряжения рассогласова ния ΔU_{ν} .

Ш-й случай. При уменьшении $U_{\rm BX}$ (рис. 15.44, Ша) возникаст отрицательное напряжение рассогласования ΔU , напряжение управления $U_{\rm y}$ уменьшается (рис. 15.44, Шб), что приводит к увеличению длительности $t_{\rm u}$ импульсов напряжений $U_{\rm K}$ и $U_{\rm p9}$ (рис. 15.44, Шв, г, д). Выходное напряжение $U_{\rm BbIX}$ стремится к номинальному значению, но также как и при увеличении $U_{\rm BX}$ его не достигает.

15.7.2. Комбинированный импульсный стабилизатор напряжения с компенсационной связью по входному напряжению

Из рассмотрения работы импульсного стабилизатора напряжения с принципом управления по отклонению следует, что ему присущи значительные напряжения рассогласования. Для уменьшения напряжений рассогласования, вызываемых изменением входного напряжения (повышения точности стабилизации) вводится в стабилизатор компенсационная разомкнутая связь по входному напряжению, т. е. строится комбинированный импульсный стабилизатор напряжения.

Функциональная схема комбинированного стабилизатора напряжения с компенсационной связью по входному напряжению изображена на рис. 15.45.



Рис. 15.45. Функциональная схема комбинированного стабилизатора напряжения с компенсационной связью по входному напряжению

Компенсационная связь состоит из измерительного элемен та ИЭ₂, источника опорного напряжения ИОН, входящего так же в замкнутую часть стабилизатора, элемента сравнения ЭС усилителя У₂ и сумматора С₂.

С помощью измерительного элемента И \mathfrak{B}_2 измеряется вхол ное напряжение $U_{\rm BX}$ стабилизатора

$$U_{\mu 32} = \beta_1 U_{BX}.$$
 (15.105)

Подставив в (15.105)

$$U_{\rm BX} = U_{\rm BX, H} \pm \Delta U_{\rm BX}, \qquad (15.106)$$

где $U_{\rm вх. H}$ — номинальное значение входного напряжения, $\Delta U_{\rm вx}$ — отклонение входного напряжения от номинального, получим

$$U_{\mu_{32}} = \beta_1 (U_{BX, H} \pm \Delta U_{BX}) = U_{BX, H, H} \pm \Delta U_{BX, H}, \qquad (15.107)$$

где $U_{\text{вх. н и}}$ — номинальное значение измеренного входного на пряжения,

 $\Delta U_{\rm вх и}$ — измеренное напряжение, пропорциональное откло нению входного напряжения от номинального значения.

Измеренное напряжение $U_{\mu_{2}}$ с выхода И Θ_{2} поступает на эле мент сравнения Θ_{2} , на выходе которого возникает разностное напряжение

$$U_{\rm yc2} = U_{\rm Hy2} - U_{\rm off}.$$
 (15. 108)

Выбором коэффициента β₁ измерительного элемента ИЭ обеспечивается равенство номинальной составляющей изме ренного входного и опорного напряжений

$$U_{\rm BX, H \, \text{\tiny H}} = U_{\rm off}. \tag{15. 109}$$

Подставив в (15.108) значение $U_{\rm M32}$ из (15.107) и учитывая (15.109), получаем

$$U_{\rm H 32} = U_{\rm BX, H H} \pm \Delta U_{\rm BX, H} - U_{\rm off} = \pm \Delta U_{\rm BX, H}, \qquad (15.110)$$

т.е. на входе ЭС₂ получим напряжение $\Delta U_{\rm вх u}$, пропорциональное $\Delta U_{\rm вх}$.

Напряжение $\Delta U_{\text{вх и}}$ усиливается усилителем напряжения Y_2 . Усиленное напряжение с выхода Y_2 , т.е. с выхода компенсационной связи, подается на сумматор C_2 , где складывается с напряжением управления U_{y1} замкнутой части стабилизатора.

Напряжение на выходе сумматора С2 равно

$$U_{\rm y} = U_{\rm y1} + U_{\rm y2},$$

т.е. управляющее напряжение U_y , поступающее на компаратор К ШИМ, в комбинированном стабилизаторе формируется из напряжения рассогласования ΔU замкнутой части (напряжение U_{y1}), так как и непосредственно из отклонения ΔU_{Bx} входного напряжения (напряжения U_{y2}). Увеличивая напряжение U_{y2} путем повышения коэффициента усиления усилителя V_2 , можно добиться такого положения, что необходимое значение напряжения управления U_y будет формироваться только из выходного напряжения U_{y2} компенсационной связи. При этом напряжение рассогласования, вызываемое изменением отклонения ΔU_{Bx} входного напряжения, становится равном нулю.

Таким образом, в комбинированном стабилизаторе отклонение входного напряжения $\Delta U_{\rm BX}$ через разомкнутую компенсационную связь соответствующим образом изменяет длительность $t_{\rm u}$ импульсов напряжения $U_{\rm p3}$ на выходе регулирующего элемента, обеспечивая уменьшение или устранение напряжения рассогласования ΔU , вызываемого отклонением $\Delta U_{\rm BX}$ выходного напряжения.

15.7.3. Типы импульсных стабилизаторов

Импульсный последовательный стабилизатор (понижающего типа) выполняется по функциональной схеме, приведенной на рис. 15.46, в которой регулирующий элемент РЭ и дроссель фильтра L включены последовательно с нагрузкой R_н [59].



Рис. 15.46. Структурная схема импульсного последовательного стабилизатора

В качестве РЭ используется транзистор, работающий в режиме переключений, при котором он поочередно находится в режиме насыщения (когда он полностью открыт) или в режиме отсечки (когда он полностью закрыт). При открытом транзисторе в течение времени t_{μ} (рис. 15.46, δ) энергия от входного источника постоянного тока U_{π} (или выпрямителя с выходным напряжением U_0) передается в нагрузку через дроссель L, в ко тором накапливается избыточная энергия. При закрытом транзисторе в течение времени t_{π} накопленная в дросселе энергия через диод VD передается в нагрузку.

Период коммутации (преобразования) $T_{n} = t_{\mu} + t_{n}$. Частота коммутации (преобразования)

$$f_{\rm n} = 1/T_{\rm n} = 1/(t_{\rm H} + t_{\rm n}).$$
 (15.111)

Отношение длительности открытого состояния транзистора, при котором генерируется импульс напряжения длительностью $t_{\rm u}$, к периоду коммутации $T_{\rm n}$ называется коэффициентом заполнения

$$\gamma = t_{\mu} / T_{\mu} = t_{\mu} / (t_{\mu} + t_{\mu}) = t_{\mu} f_{\mu}.$$
(15.112)

Иногда при расчетах удобно пользоваться скважностью

$$Q = 1 / \gamma = (t_{\mu} + t_{\pi}) / t_{\mu} = 1 / t_{\mu} f_{\pi} . \qquad (15.113)$$

В импульсном стабилизаторе регулирующий элемент Р^{*}) преобразует (модулирует) входное постоянное напряжение U_п

 (U_0) в серию последовательных импульсов определенной длительности и частоты, а сглаживающий фильтр, состоящий из диода VD, дросселя L и конденсатора C, демодулирует их опять в постоянное напряжение $U_{\rm H}$. При изменении входного напряжения $U_{\rm fl}(U_0)$ или тока в нагрузке $R_{\rm H}$ в импульсном стабилизаторе с помощью цепи обратной связи (рис. 15.46, *a*), состоящей из измерительного элемента ИЭ и схемы управления СУ, длительность импульсов изменяется таким образом, что выходное напряжение $U_{\rm H}$ остается стабильным с определенной степенью точности.

В схему управления СУ входят элементы сравнения ЭС, источник опорного напряжения ИОН, сумматор С напряжений рассогласования ΔU и уставки U_{ycr} , усилитель У и широтно-импульсный модулятор ШИМ (или другой тип модулятора), как показано на рис.15.43.

Импульсные стабилизаторы, как отмечалось, в зависимости от способа управления регулирующим транзистором могут выполняться с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) или релейного типа. В ШИМ стабилизаторах в процессе работы изменяется длительность импульса $t_{\rm u}$, а частота коммутации остается неизменной, в ЧИМ стабилизаторах изменяется частота коммутации, а длительность импульса $t_{\rm u}$ остается постоянной, в релейных стабилизаторах в процессе работы изменяется изменяется и длительность импульса $t_{\rm u}$ остается постоянной, в релейных стабилизаторах в процессе регулирования напряжения изменяется и длительность импульса и частота; это является их основным недостатком, ограничивающим применение.

Импульсный параллельный стабилизатор (повышающего типа) выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 15.47, а, в которой регулирующий элемент РЭ (транзистор) подключен параллельно нагрузке $R_{\rm H}$ и также работает в импульсном режиме [59]. Диод VD блокирует нагрузку $R_{\rm H}$ и конденсатор фильтра C от регулирующего элемента РЭ. Когда регулирующий транзистор открыт, ток от источника питания $U_{\rm n}$ протекает через дроссель L, запасая в нем энергию. Диод VD при этом отсекает (блокирует) нагрузку и не позволяет конденсатору C разрядиться через открытый регулирующий транзистор. Ток в нагрузку в этот промежуток времени поступает только от конденсатора C. В следующий момент, когда регулирующий транзистор закрыт, ЭДС самоиндукции дросселя L суммируется с входным напряжением, и энергия дросселя отдается в нагрузку; при этом выходное напряжение оказывается больше входного напряжения питания U_n (U_0).



гис. 15.47. Структурные схемы импульсного стабилизатора a — повышающего; б — инвертирующего типов

В отличие от схемы на рис. 15.46 здесь дроссель не является элементом фильтра, а выходное напряжение становится больше входного на величину, определяемую индуктивностью дросселя *L* и скважностью работы регулирующего транзистора, определяемой по формуле (15.100).

Схема управления стабилизатором на рис. 15.47, а построена таким образом, что при повышении, например, входного напряжения питания $U_n(U_0)$ уменьшается длительность открытого состояния t_μ регулирующего транзистора на такую величину, что выходное напряжение U_μ остается неизменным с определенной степенью точности.

Импульсный параллельный инвертирующий стабилизатор выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 15.47, 6 [59]. В отличие от предыдущей схемы здесь параллельно нагруз ке $R_{\rm H}$ включен дроссель L, а регулирующий элемент РЭ включен последовательно с нагрузкой. Блокирующий диод отделяет конденсатор фильтра C и нагрузку $R_{\rm H}$ от регулирующего элемента.

Стабилизатор обладает свойством изменения (инвертирования) полярности выходного стабильного напряжения $U_{\rm H}$ относительно полярности входного напряжения питания.

Из рассмотренных схем наибольшее применение находит последовательный импульсный понижающий стабилизатор (рис. 15.46), в котором сглаживание пульсаций осуществляется *VDLC*-фильтром. В стабилизаторах повышающего типа (рис. 15.47) дроссель *L* не участвует в сглаживании пульсаций выходного постоянного напряжения. В этих схемах сглаживание пульсаций достигается только за счет увеличения емкости конденсатора *С*. Это приводит к увеличению массы и габаритов фильтра и устройства в целом.

15.7.4. Схемы силовых цепей импульсных стабилизаторов

Регулирующие транзисторы. По способу построения силовой части импульсные стабилизаторы постоянного напряжения, как показано на рис. 15.46—15.47, разделяются на три типа [16, 66, 73, 123]:

• с последовательно включенными регулирующим элементом, дросселем и нагрузкой (см. рис. 15.46);

• дросселем, включенным последовательно с нагрузкой, и регулирующим элементом, подключенным параллельно нагруз-ке (см. рис. 15.47, *a*);

• дросселем, подключенным параллельно нагрузке, и регулирующим элементом, включенным последовательно с нагрузкой (см. рис. 15.47, б).

Для более полного использования регулирующего транзистора (применяемого в качестве регулирующего элемента) по напряжению или ограничения напряжения на нем, что дает возможность исключить последовательное соединение нескольких транзисторов, применяются дроссели с отводами, т. е. их автотрансформаторное включение. В таких схемах (рис. 15.48 и 15.49) дроссель выполняется с отводом от части витков обмотки и включается как автотрансформатор с коэффициентом трансформации $n = w_2/w_1$.



Рис. 15.48. Схемы силовой части стабилизатора понижающего типа

Причем n > 1 в схемах на рис. 15.48, a, 15.49, a, e и n < 1 в схемах на рис. 15.48, δ , 15.49, δ , e. Автотрансформаторное вклю-











чение дросселя позволяет также изменять коллекторный ток транзистора.

Схема управления (СУ) позволяет получить заданную стабильность напряжения $U_{\rm H}$ на нагрузке. Напомним, что в систему управления СУ входят элемент сравнения ЭС, источник опорного напряжения ИОН, сумматор С напряжений рассогласования и уставки, усилитель У и широтно-импульсный модулятор ШИМ (или другой тип модулятора), как показано на рис. 15.43.

Вход СУ во всех трех типах ИСН подсоединяется к нагрузке для формирования сигнала рассогласования в цепи обратной связи, а ее выход — к выводам эмиттер — база регулирующего транзистора для управления его включением и выключением. Стабилизация выходного напряжения ИСН при изменениях напряжения питания или тока нагрузки осуществляется изменением скважности импульсов напряжения на входе сглаживающего фильтра, уменьшающего до заданного уровня пульсацию напряжения на нагрузке.

В схеме ИСН первого типа (рис. 15.48) напряжение на нагрузке всегда меньше напряжения питания $U_{\rm n}$ (понижающий стабилизатор). При открытом регулирующем транзисторе происходит передача энергии от источника питания в нагрузку и одновременно с этим накапливается энергия в дросселе и конденсаторе. При закрытом транзисторе накопленная в дросселе и конденсаторе энергия поступает (для дросселя через диод) в нагрузку.

Следует отметить, что наличие конденсатора $C_{\rm H}$ в этой схеме не является принципиально необходимым. Однако при отсутствии конденсатора для получения малой пульсации выходного напряжения ИСН требуется большая индуктивность дросселя. Выходное напряжение ИСН второго типа (рис. 15.49, *a*, *б*)

Выходное напряжение ИСН второго типа (рис. 15.49, *a*, *б*) больше напряжения питания U_n (повышающий стабилизатор). Это обеспечивается за счет периодического подключения дросселя то к источнику напряжения U_n через насыщенный транзистор *VT* (при этом нагрузка питается энергией, ранее накопленной в конденсаторе $C_{\rm H}$), то к конденсатору $C_{\rm H}$ через диод *VD* (при этом транзистор закрыт, а в нагрузку и конденсатор поступает суммарная энергия источника питания и дросселя).

суммарная энергия источника питания и дросселя). В ИСН третьего типа (рис. 15.49, *в*, *г*) возможно получение U_н положительной полярности относительно плюсовой шины источника питания или отрицательной полярности относительно минусовой шины источника питания (полярно-инвертирующий стабилизатор). Причем значение выходного напряжения такого стабилизатора в зависимости от относительной длительности открытого состояния регулирующего транзистора может быть как больше, так и меньше напряжения U_n. Накопление энергии в L и $C_{\rm H}$, а также передача энергии от этих элементов и источника питания в нагрузку происходят аналогично схемам на рис. 15.49, a, δ .

Входной фильтр. К первичному источнику питания обычно подключается большое число различных потребителей электро энергии. Для уменьшения их взаимного влияния на вход ИСН включают сглаживающие $L_{\rm BX}C_{\rm BX}$ -фильтры (рис. 15.49, *d*). Характерными особенностями работы такого входного фильтра являют ся небольшое переменное напряжение на дросселе $L_{\rm BX}$ (примерно на порядок меньше переменного напряжения на дросселях L, см. рис. 15.46–15.47) и большие скачкообразные изменения тока $i_{\rm C}$ (кроме случая работы входного фильтра на стабилизаторы повы шающего типа), протекающего через конденсатор $C_{\rm BX}$.

На рис. 15.49, *е* приведены временные диаграммы изменений токов и напряжения для элементов входного фильтра при его работе на ЦСН понижающего и инвертирующего типов. На ин тервале времени γT через регулирующий транзистор стабилиза тора протекает $i_{\rm H}$, равный сумме тока дросселя i_L и разрядного тока i_C конденсатора. При закрытом регулирующем транзисторс ИСН (интервал времени $(1 - \gamma)T$) ток $i_{\rm H} = 0$ и происходит зарял конденсатора током дросселя $I_L = I_C$. Скачкообразные изменения напряжения на конденсаторе обусловлены его эквивалентным последовательным сопротивлением $r_{\rm H}$.

Методика и пример расчета [123]. Проведем расчет входного фильтра по следующим исходным данным: напряжение питания $U_n = 27$ В, пределы его изменения $\Delta U_n = -4 + 7$ В; среднее значение тока нагрузки за время $\gamma T I_{\rm H,cp} = 1,5$ А; изменение тока через дроссель ИСН при открытом регулирующем транзисторе $\Delta I_L = 0,2$ А; частота преобразования $f_n = 20$ кГц; минимальная и максимальная относительные дли тельности открытого состояния регулирующего транзистора $\gamma_{\rm min} = 0,6$; $\gamma_{\rm max} = 0,9$; допустимая амплитуда пульсации тока, протекающего через дроссель входного фильтра, $I_{L^-} = 0,05$ А.

І. Определяем действующий ток через конденсатор C_{вх}

$$I_{Ca} = I_{\text{Hcp}} \sqrt{\gamma_{\text{min}}(1 - \gamma_{\text{min}})} = 1.5 \sqrt{0.6(1 - 0.6)} \approx 0.73 \text{ A}.$$

2. С учетом $f_n = 20 \ \kappa \Gamma_{\rm LI} \ и \ U_{C \ max} > U_{n \ max} = 34 \ B$ выбираем конденсатор типа К52-1-68 мкФ, 50 В с допустимым импульсным током $I_{C1 \ max} = 4 \ \Lambda$ и действующим током $I_{C1a} = 0.25 \ A$, сопротивлением $r_n = 0.12 \ Ommed m$ фактической емкостью на частоте $f_n = 20 \ \kappa \Gamma_{\rm LI} \ C_{\rm BX1} = 0.6 \cdot 68 \approx 40 \ \mathrm{mk}$ Ф.

3. Определяем число конденсаторов

 $N_c = I_{c \mu}/I_{c \mu} = 0.73/0.25 \approx 3$ шт.

4. Вычисляем амплитуду импульсного тока через один конденсатор на интервалах времени γT и $(1 - \gamma) T$

$$I_{C \max}[\gamma T] = [I_{H cp}(1 - \gamma_{\min}) + \Delta I_L]/N_C = [1,5(1 - 0,6) + 0,2]/3 = = 0,27 \text{ A} < I_{C \max} = 4 \text{ A};$$

$$I_{C \max}[T] = I_{H cp} \gamma_{\max}/N_C = 1,5 \cdot 0,9/3 = 0,45 \text{ A} < 4 \text{ A}.$$

5. Амплитуда пульсации напряжения на конденсаторе
$$U_{C^{\infty}} = 0,5I_{H cp} \left[\frac{r_{\Pi}}{N_C} + \gamma_{\min}(1 - \gamma_{\min})/C_{BX1}f_{\Pi}N_C \right] = = 0,5 \cdot 1,5 \left[\frac{0,12}{3} + \frac{0,6(1 - 0,6)}{40 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{3} \cdot 3} \right] = 0,1 \text{ B}.$$

6. Вычисляем индуктивность дросселя $L_{\text{вх}} = U_{\text{C}^-}/2\pi f_{\text{п}}I_{L^-} = 0,1/6,28\cdot 20\cdot 10^{3*}0,05 \approx 0,017 \text{ мГн.}$

В стабилизаторах повышающего типа (см. рис. 15.46) при больших индуктивностях дросселя L, который постоянно подключен к источнику питания $U_{\rm n}$, входной ток может не превышать допустимого значения и тогда входной фильтр можно исключить. Для схем на рис. 15.49, a, δ при n, существенно отличных от единицы, возможны большие пульсации входного тока, что приводит к необходимости использования входного фильтра. Отличие временных диаграмм для данного случая от рассмотренных выше заключается только в наличии постоянной составляющей тока $i_{\rm H}$ (показано пунктирной линией на рис. 15.49, e). Приближенный расчет входного фильтра может быть проведен по изложенной выше методике после замены в формулах $I_{\rm H,cp}$ на ($I_{\rm H,cp} - I_{\rm Ho}$), где $I_{\rm Ho}$ — постоянная составляющая тока нагрузки.

15.7.5. Способы стабилизации напряжения и схемы управления

В зависимости от способа стабилизации выходного напряжения импульсные стабилизаторы могут быть отнесены к одной из трех импульсных систем регулирования [59, 71]: с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ); с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ); релейная система регулирования (РСР).

В ИСН с ШИМ (рис. 15.50, *a*) длительность импульсов напряжения U_{Φ} на входе сглаживающего фильтра при постоянной частоте их следования обратно пропорциональна значению напряжения на нагрузке. В ИСН с ЧИМ (рис. 15.50, *б*) длительность импульсов напряжения является постоянной величиной, а интервалы между ними изменяются пропорционально (следовательно, частота обратно пропорциональна) выходному напряжению ИСН. В релейной системе регулирования (рис. 15.50, *в*) формирование импульсов происходит в моменты пересечения напряжением $U_{\rm H}$ двух горизонтальных уровней: нижнего при формировании фронта и верхнего при формировании среза. Поскольку форма изменения $U_{\rm H}$ в зависимости от напряжения питания и тока нагрузки может быть различной, то и частота в данной системе регулирования может изменяться в широких пределах.



Рис. 15.50. Изменения напряжения на входе слаживающего фильтра стабилизатора. *а* — при широтно-импульсной модуляции; *б* — частотно-импульсной модуляции; *в* — релейной системе регулирования

Импульсные стабилизаторы с ШИМ по сравнению со стабилизаторами двух других типов имеют следующие преимущества:

а) обеспечивается высокий КПД и оптимальная частота преобразования независимо от напряжения первичного источника питания и тока нагрузки;

б) частота пульсации на нагрузке является неизменной, что имеет существенное значение для ряда потребителей электроэнергии;

в) реализуется возможность одновременной синхронизации частот преобразования неограниченного числа ИСН, что исключает опасность возникновения биений частот при питании нескольких ИСН от общего первичного источника постоянного тока. Кроме того, при работе ИСН на нерегулируемый преобразователь (например, усилитель мощности) возможна синхронизация частот обоих устройств.

Недостатком ИСН с ШИМ в отличие от стабилизаторов релейного типа является более сложная схема управления, содержащая обычно дополнительный задающий генератор. Импульсные стабилизаторы с ЧИМ, не имея существенных преимуществ перед другими типами ИСН, обладают следующими недостатками: сложность схемотехнического осуществления регулирования частоты в широких пределах, особенно при больших изменениях напряжения питания и тока нагрузки; отсутствие возможности реализации отмеченных выше преимуществ системы регулирования с ШИМ.

Последний недостаток относится также к релейным (или двухпозиционным) ИСН, которые характеризуются также сравнительно большой пульсацией напряжения на нагрузке (в стабилизаторах с ШИМ или ЧИМ пульсации выходного напряжения принципиально могут быть равны нулю, что невозможно в релейных стабилизаторах по принципу их работы).

Преимущество релейных стабилизаторов состоит в простой схеме управления. Структурное построение схем управления СУ для ИСН с тремя способами стабилизации напряжения приведено на рис. 15.51. В общем случае каждая схема содержит делитель напряжения ДН, источник опорного напряжения ИОН, сравнивающий элемент *1* и усилитель рассогласования У. В зависимости от способа стабилизации в состав СУ также входят формирователь синхронизирующего напряжения ФСН, сравнивающий элемент *2* и пороговое устройство ПУ для ИСН с ШИМ (рис. 15.51, *a*); частотный преобразователь ЧП для ИСН с ЧИМ (рис. 15.51, *b*); пороговое устройство для релейного ИСН (рис. 15.51, *b*).



Рис. 15.51. Структурные схемы цепей управления: *a* – с ШИМ; *б* – с ЧИМ; *в* – двухпозиционная (релейная)

Во всех трех СУ в первый элемент сравнения поступают постоянное опорное напряжение $U_{\rm on}$ и пересчитанное выходнос на пряжение стабилизатора $U_{\rm cr}$. Разность этих напряжений є поступает на вход усилителя постоянного тока.

В схеме на рис. 15.51, *а* формирование модулированных по длительности импульсов $U_{ny}(t_n)$ происходит в пороговом ус тройстве ПУ, на вход которого поступает разность усиленного сигнала рассогласования ε_y и синхронизирующего напряжения U_{3r} . Изменение длительности управляющего импульса осущест вляется модуляцией его фронта или среза.

При модуляции фронта (рис. 15.52, *a*) линейно изменяющее ся напряжение синхронизации U_{3r} на каждом периоде нарастает (скорость его изменения положительная). Поскольку пороговос устройство в общем случае может обладать гистерезисом ($2\chi_0$) и инерционностью (за счет времени рассасывания неосновных носителей в полупроводниковых приборах), то его срабатывание происходит через τ_1 и τ_2 от момента пересечения управляющего напряжения с горизонтальными прямыми χ_0 и – χ_0 . Длительнос ти воздействия на базу регулирующего транзистора ИСН управ ляющего импульса и паузы соответственно равны $\gamma_3 T$ и $\gamma_p T$. При модуляции среза (рис. 15.52, *б*) напряжение U_{3r} на каж

При модуляции среза (рис. 15.52, δ) напряжение U_{34} на каж дом периоде спадает (скорость его изменения отрицательная). При модуляции фронта и среза (рис. 15.42, β) напряжение син хронизации на каждом периоде и нарастает, и спадает. Этот вид модуляции по сравнению с односторонней модуляцией (рис. 15.52, a, δ) позволяет реализовать более быстродействующие ИСН, так как в этом случае мгновенное значение управля ющего напряжения влияет на формирование фронта и среза.

Коэффициент передачи схемы управления, устанавливаю щий связь между изменениями относительной длительности $\Delta \gamma$ импульсов на входе сглаживающего фильтра и напряжения $\Delta U_{\rm m}$ на нагрузке

$$k_{\text{шим}} = \frac{\Delta \gamma}{\Delta U_{\text{H}}} = \frac{k_{\text{дH}}k_{\text{y}}}{2U_{max}},$$
 (15.114)

где $k_{\text{д.н.}}, k_{\text{y}}$ — коэффициенты передачи делителя напряжения и усилителя рассогласования соответственно, $2U_{m \ \text{зr}}$ — двойная амплитуда синхронизирующего напряжения.

Поскольку значение относительной длительности $\gamma = t_{\rm B}/T$ импульсов на входе сглаживающего фильтра ИСН физически







В схеме управления релейного ИСН (см. рис. 15.51, e) усиленный сигнал рассогласования ε_y (рис. 15.54) поступает на вхол порогового устройства, которое переключается так же, как в схеме с ШИМ.





Рис. 15.53. Характеристика широтно-импульсного модулятора



В схемах на рис. 15.51, *а*—*в* первые три звена (ДН, ИОН и У вместе с элементом сравнения *I*) схемы управления ИСН выполняют те же функции, что и аналогичные звенья в СУ непрерывных стабилизаторов. Поэтому схемотехнически они могут быть выполнены по рис. 15.18, 15.19.

Из существующих типов ФСН следует выделить схемы, показанные на рис. 15.55. Если имеется источник переменного напряжения прямоугольной формы (например, напряжение на дополнительной обмотке трансформатора преобразователя), то линейно изменяющееся напряжение спадающего вида может быть получено с помощью простой схемы (рис. 15.55, *a*), состоящей из конденсатора *C*, мостового выпрямителя *VD* и резистивного делителя напряжения R_1 , R_2 . Сравнительно большая постоянная времени ($R_1 + R_2$)*C*-цепи позволяет получить на каждом полупериоде перезаряда конденсатора необходимую линейность изменения тока *i_C*, а следовательно, и напряжения на резисторе R_2 (рис. 15.56, *a*). После мостового выпрямителя напряжение U_{μ} имеет двойную частоту и постоянную составляющую $U_{\mu o}$.

Недостатком схемы на рис. 15.55, *а* является пропорциональная зависимость формы U_{3r} от напряжения питания, что может привести при быстрых изменениях U_{n1} к нарушению режима стабилизации в ИСН. Устранить недостаток можно дополнительным включением транзистора VT, стабилитронов VD₂ и



Рис. 15.55. Схемы формирователей синхронизирующего напряжения

 VD_3 , конденсатора C_2 и резисторов $R_3 - R_6$ (как показано на рис. 15.55, δ).

В этой схеме формирование линейно изменяющегося напряжения нарастающего вида происходит следующим образом. В интервалах времени между импульсами U_2 (рис. 15.56, δ) конденсатор C_2 периодически заряжается от U_{n0} до ($U_{n0} + 2U_{m \ sr}$) через резистор R_5 от источника напряжения, выполненного на стабилитроне VD_3 и резисторе R_6 . В кратковременные моменты воздействия импульсов U_2 на базу транзистора VT он открывается, и конденсатор мгновенно разряжается до U_{n0} через резистор R_4 , стабилитрон VD_2 и переход коллектор—эмиттер насыщенного транзистора. Применение стабилитрона VD_3 и режима быстрого перезаряда конденсатора дифференцирующей цепи позволяет исключить влияние U_{n1} и U_{n0n} на параметры U_{st} .

При наличии источника однополярных импульсов напряжение синхронизации может быть сформировано простейшей RC-цепью (рис. 15.55, θ). В этом случае напряжение U_{3r} имеет

треугольную форму (рис. 15.56, *в*), при которой происходит мо дуляция фронта и среза управляющих импульсов.

К недостаткам схем на рис. 15.55, а-в относится обязатели ное наличие источника двуполярных или однополярных им пульсов U_n. Этого недостатка лишены схемы на рис. 15.55, ∂ , которые работают в автоколебательном режиме при пита нии их постоянным напряжением U_{μ} . В схеме на рис. 15.55, zдля получения автоколебаний применяются операционный усилитель *DA* (например, 153УД1), резисторы $R_1 - R_5$ и конден сатор С. Осциллограммы напряжений для этой схемы привс дены на рис. 15.56, *г*. В течение времени $0 - t_1$ напряжение U_0 . на неинвертирующем входе усилителя больше напряжения на конденсаторе С, которое приложено к инвертирующему вхолу усилителя и является выходным напряжением U_{зг} генератора. В это же время происходит заряд конденсатора через резистор R_5 , который вместе с R_4 через выходной транзистор усилителя подключен к минусовой шине U_n . В момент времени t_1 , когда U_n начинает превышать $U_{\text{вх}}$, выходное напряжение усилителя $U_{\text{пл.}}$ резко спадает до нижнего уровня. Происходит скачкообразное уменьшение напряжения U_{вх} и начинается разряд конденсатора до $U_{n0} \approx U_{Bx0}$. Начиная с момента времени *T*, когда происходи переключение операционного усилителя и его напряжение $U_{\rm max}$ возрастает до верхнего уровня, весь процесс повторяется.

В схеме ФСН на рис. 15.55, *г* синхронизацию можно осуществить подачей кратковременных импульсов положительной полярности $U_{\text{синхр}}$ и большей частоты на неинвертирующий вход операционного усилителя через резистор R_2 . При этом увеличиваются постоянный уровень U_{n0} (пунктирные линии на рис. 15.56, *г*) и частота напряжений.

В схеме на рис. 15.55, ∂ содержатся почти все звенья схемы управления. Здесь делитель напряжения выполнен на резисторах $R_7 - R_8$, источник опорного напряжения — на R_1 , VD_1 , а функции сравнивающих элементов, усилителя рассогласования и задающего генератора выполняет симметричный мультивибратор (элементы $R_1 - R_6$, C_1 , C_2 , VD_2 , VD_3 , $VT_1 - VT_4$). Транзисторы VT_2 и VT_3 работают в линейном режиме и выполняют функцию регулирующих сопротивлений, от которых зависит длительность управляющих импульсов U_{y1} и U_{y2} . Значения коллекторных токов VT_2 и VT_3 определяются выходным напряжением U_{11} стабилизатора.











Рис. 15.56. Диаграммы изменений напряжений в схемах формирователей синхронизирующего напряжения

На рис. 15.56, ∂ приведены временные диаграммы изменения напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 (соответственно U_{C1} и U_{C2}) и переходах коллектор—эмиттер транзисторов VT_1 , VT_4 . В течение времени $t_1 - t_2$ транзистор VT_1 открыт и конденсатор C_2 через резистор R_6 , диод VD_2 и переход эмиттер—база VT_1 заряжается почти до U_n . Транзистор VT_4 остается закрытым напряжением U_{C1} до тех пор, пока C_1 полностью не разрядится через R_4 и переходы коллектор—эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2 . В момент времени t_2 напряжение U_{C1} падает до нуля, транзистор VT_4 открывается, а VT_1 закрывается напряжением U_{C2} . Длительности импульсов U_{v1} и U_{v2} определяются постоянной времени $\tau_2 \approx R_{K\ni 3}C_2$ и $\tau_1 \approx R_{K\ni 2}C_1$, где $R_{K\ni 2}$ и $R_{K\ni 3}$ — сопротив ления переходов коллектор—эмиттер транзисторов VT_2 и VT_1 Длительность нарастания фронта импульсов U_{y1} и U_{y2} зависи от $\tau_3 = R_2C_1$ и $\tau_4 = R_6C_2$. Цепочки VD_2 , R_3 и VD_3 , R_5 необходимы для защиты переходов эмиттер—база транзисторов VT_1 и VT_4 от пробоя импульсом напряжения.

В схеме с мультивибратором трудно осуществить синхронизацию; кроме того, при быстрых изменениях $U_{\rm H}$ формирование необходимой длительности управляющих импульсов происхо дит с запаздыванием $\tau_{\rm san} \approx \tau_2/2$ для $U_{\rm y1}$ и $\tau_{\rm san} \approx \tau_1/2$ для $U_{\rm y2}$. Пос ледний недостаток существенно затрудняет применение данной схемы при высоких частотах коммутации (до 100—200 кГц) регулирующего транзистора ИСН.

Схемы пороговых устройств (ПУ) для управления ИСН приведены на рис. 15.57. В качестве ПУ могут быть применены усилитель постоянного тока на одном или двух транзисторах, операционный усилитель (ОУ), работающий в режиме компаратора, а также триггер. Для обеспечения высокой крутизны фронтов управляющих импульсов каждая схема содержит выходной транзистор (на рис. 15.57, δ их два — VT_1 и VT_4).

При использовании ПУ, показанных на рис. 15.57, *б*, *в*, в ИСН с ШИМ на один из входов подается U_{3r} , а на другой — усиленный сигнал рассогласования ε_y . Если ПУ применяется в релейных ИСН, то напряжение U_{3r} заменяется на постоянное (резисторы R_3 , R_4 на рис. 15.57, *в*). В схемах ПУ на рис. 15.57, *а*, *е* с одним входом сложение напряжений ε_y и U_{3r} осуществляется на резисторах R_1 , R_2 . При отсутствии U_{3r} свободный вывод резистора R_2 соединяется с минусовой шиной U_{n} .

Переключение транзистора VT_1 в схеме ПУ на рис. 15.57, *а* происходит в моменты равенства ($\varepsilon_y + U_{3,r}$) $\approx (U_{cr} + U_{3b})$ Применение в качестве ПУ дифференциального усилителя позволяет получить два выходных сигнала U_{ny1} и U_{ny2} , находящихся в противофазе по отношению друг к другу.

Формирование фронтов выходного напряжения ПУ в схемах на рис. 15.57, *б*, *в* происходит при $\varepsilon_y \approx U_{3D}$ а в схеме на рис. 15.57, *г* определяется входной характеристикой триггера (рис. 15.58), в котором при $\varepsilon_y = 0$ транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 открыт.



Рис. 15.58. Входная характеристика триггера Шмитта



Рис. 15.57. Схемы пороговых устройств

При возрастании входного напряжения до напряжения срабатывания $U_{\rm сраб}$ триггера транзистор VT_1 открывается, а VT_2 закрывается. Обратное срабатывание триггера происходит при уменьшении входного напряжения до напряжения отпускания $U_{\rm orn}$.

15.7.6. Сравнительный анализ и рекомендации по применению импульсных стабилизаторов

В импульсных стабилизаторах понижающего типа (см. рис. 15.46) стабилизация напряжения на нагрузке может быть осуществлена независимо от кратности отношений выходного напряжения ко входному напряжению питания $k_{\text{пит}} = U_{\text{H}}/U_{\text{n}} < 1$ и потерь в дросселе и полупроводниковых приборах к сопротивлению нагрузки σ . Постоянное участие дросселя в сглаживании переменного напряжения, поступающего на вход фильтра после регулирующего транзистора, позволяет получить минимально возможные значения импульсного и эффективного тока, про-

текающего через конденсатор $C_{\rm H}$, а также небольшие габариты и массу $LC_{\rm H}$ -фильтра. Максимальное рабочее напряжение на регулирующем транзисторе и блокирующем диоде не превышает $U_{\rm H}$ так, а средние значения токов, протекающих через них, соответственно равны

$$I_{\text{Kcp}} \approx I_{n} \gamma_{\text{max}}$$
 и $I_{\text{np.cp}} \approx I_{n} (1 - \gamma_{\text{min}}).$

В импульсных стабилизаторах повышающего типа (см. рис 15.47, б) практически невозможно осуществить стабилизацию напряжения на нагрузке (и тем более получить $k_{nиT} \ge 2$) при $\sigma > 0,1$ Повышенная амплитуда напряжения на дросселе $U_{Lm} = U_{n nax}$ (в ИСН понижающего типа на интервалах времени γT и $(1 - \gamma) /$ напряжение на дросселе соответственно равно $U_{Lm} \approx (U_{n max} - U_{H})$ и $U_{Lm} \approx U_{H}$), а также периодическое отключение дросселя от кон денсатора C_{H} приводит к большим значениям действующего $I_{C,n}$ и импульсного $I_{C max}$ токов, что вызывает увеличение массы и габаритов сглаживающего фильтра. Максимальное рабочее напряжение на транзисторе и диоде $U_{K \ni max} \approx U_{H} \approx U_{oбр.и.p}$, что превышаст напряжение питания $U_{n max}$, а средние значения токов через транзистор и диод соответственно равны

 $I_{\text{Kcp}} \approx I_{\text{H max}} \gamma_{\text{max}} / (1 - \gamma_{\text{max}})$ и $I_{\text{пр.cp}} \approx I_{\text{H}}$, которые также превышают соответствующие значения для ИСШ понижающего типа.

В импульсных стабилизаторах инвертирующего типа (см. рис. 15.47, *a*) при $\sigma > 0,1$ практически невозможно получить выходное напряжение кратностью $k_{пит} > 1$. Поскольку режим работы дросселя в ИСН повышающего и инвертирующего типов почти одинаковый, то для данного ИСНБ в отличие от схемы на рис. 15.46, также характерны большие значения импульсного и эффективного токов, протекающих через конденсатор $C_{\rm H}$, и увс личение массы и габаритов фильтра. Максимальное рабочее напряжение на транзисторе и диоде $U_{\rm KЭмаx} \approx U_{\rm ofp. и.p} \approx (U_{\rm n} \max + U_{\rm n})$. а средние значения токов через транзистор и диод такие же, как в ИСН повышающего типа.

Из рассмотренного следует, что лучшими энергетическими и массогабаритными показателями обладает ИСН понижающего типа. Применение других типов ИСН целесообразно, если требуются повышенное напряжение питания ($k_{пит} > 1$) или напряжение другой (по сравнению с источником питания) полярности (соответственно ИСН повышающего и инвертирующего типов).

480

Автотрансформаторное соединение дросселя в ИСН понижающего типа (см. рис, 15.48, a, δ) ухудшает режим работы конденсатора из-за появления импульсной составляющей в форме тока через $C_{\rm H}$ и требует увеличения массы и габаритов фильтра. В двух других типах ИСН (см. рис. 15.49, a-e) автотрансформаторное соединение дросселя незначительно влияет на режим работы конденсатора и массогабаритные показатели сглаживающего фильтра. Поэтому применение схем на рис. 15.48 и 15.49 оправдано в основном в тех случаях, когда необходимо из-за большого $U_{\rm H}$ max уменьшить рабочее напряжение на регулирующем транзисторе за счет увеличения его коллекторного тока или, наоборот, необходимо уменьшить из-за большого тока нагрузки значение коллекторного тока за счет увеличения напряжения $U_{\rm KЭ}$.

Контрольные вопросы

 Перечислите основные и второстепенные дестабилизирующие факторы(возмущающие воздействия), вызывающие отклонение выходного напряжения (тока нагрузки) о т номинального значения.

2. Изобразите структурную и принципиальную (вариант) схему параметрического стабилизатора напряжения. Поясните работу стабилизатора.

3. Нарисуйте структурную схему компенсационного стабилизатора постоянного напряжения с принципом управления по отклонению. Поясните работу стабилизатора.

4. Для чего вводится напряжение уставки в компенсационный стабилизатор напряжения непрерывного действия?

5. Нарисуйте принципиальную схему компенсационного стабилизатора напряжения с принципом управления по отклонению, поясните работу стабилизатора. Какие функции выполняет усилитель постоянного тока VT_y (рис. 15.9, δ)?

6. Как формируется напряжение уставки в стабилизаторе, изображенном на рис. 15.9, *б*?

7. Изобразите математическую модель компенсационного стабилизатора напряжения с принципом управления по отклонению.

8. Какие напряжения рассогласования возникают в стабилизаторе напряжения с принципом управления по отклонению при изменении входного напряжения и сопротивления нагрузки по ступенчатому, линейному и квадратичному законам?

9. Изобразите структурную схему комбинированного компенсационного стабилизатора напряжения со связью по входному напряжению. Поясните работу стабилизатора и укажите его достоинства.

10. Нарисуйте принципиальную схему (вариант) комбинированного стабилизатора постоянного напряжения со связью по входному напряжению. Поясните его работу.

11. Изобразите математическую модель комбинированного стабилизатора постоянного напряжения со связью по входному напряжению.

12. Возможно ли полное устранение напряжения рассогласования, вызы-

ваемое отклонением входного напряжения в комбинированном стабилизато ре со связью по входному напряжению? Обоснуйте свой ответ.

13. Как влияет связь по входному напряжению стабилизатора на напряже ние рассогласования, вызываемого отклонением сопротивления нагрузки?

14. Изобразите структурную и принципиальную (вариант) схемы комби нированного стабилизатора постоянного напряжения со связью по току на грузки. Поясните работу стабилизатора.

15. Компенсационные последовательные стабилизаторы: изобразите типо вые схемы регулирующих элементов, схемы сравнения и усилителей постоящного тока.

16. Компенсационные параллельные стабилизаторы: работа типовой сме мы стабилизатора (см. рис. 15. 22).

17. Приведите структурную схему стабилизатора постоянного тока с рету лированием на стороне переменного тока, поясните его работу.

18. Нарисуйте структурную схему стабилизатора переменного напряжения с регулированием на стороне переменного напряжения, поясните его работу.

19. Нарисуйте структурную схему стабилизатора постоянного напряжения с двумя регулирующими элементами, поясните его работу.

20. Изобразите структурную схему тиристорного стабилизатора постоянного напряжения, поясните его работу.

21. Назовите виды интегральных стабилизаторов напряжения, их особенности и характеристики.

22. Назовите типы интегральных стабилизаторов с регулируемым выхолным напряжением. Типовые схемы включения и принципы их работы (смрис. 15.36, 37, 38, 39).

23. Перечислите типы интегральных стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением, приведите основные их параметры.

24. Изобразите функциональные схемы тиристорных стабилизаторов постоянного напряжения, поясните принцип их работы.

25. Изобразите типовые схемы тиристорных регуляторов, поясните их работу.

26. Нарисуйте принципиальную схему компенсационного стабилизатора тока. Поясните его работу.

27. Нарисуйте функциональную схему импульсного стабилизатора напря жения с принципом управления по отклонению. Поясните работу стабилиза тора, пользуясь диаграммами напряжений (см. рис. 15.44). В чем состоят до стоинства и недостатки импульсных стабилизаторов.

28. Нарисуйте функциональную схему комбинированного импульсного ста билизатора напряжения со связью по входному напряжению. Обоснуйте воз можность уменьшения напряжения рассогласования в этом стабилизаторе.

29. Нарисуйте структурную схему импульсного последовательного стаби лизатора постоянного напряжения (понижающего типа), поясните его работу.

30. Изобразите структурную схему импульсного параллельного стабилиза тора постоянного напряжения (повышающего типа), поясните его работу.

31. Нарисуйте структурную схему импульсного параллельного инвертиру ющего стабилизатора постоянного напряжения, поясните его работу.

32. Схемы силовых цепей импульсных стабилизаторов: изобразите схемы регулирующих транзисторов, схемы управления и входных фильтров, поясни те особенности их работы.

33. Перечислите способы стабилизации напряжения в импульсных стаби лизаторах.

34. Поясните работу типовых схем формирователей синхронизирующето напряжения (рис. 15.55, 56).

35. Поясните работу типовых схем пороговых устройств (рис. 15.57).

Глава 16 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

16.1. Общие положения

Назначение. Преобразователи напряжения постоянного тока предназначаются для согласования напряжения источника питания с напряжениями, необходимыми для питания отдельных узлов аппаратуры. В переносной и передвижной аппаратуре РЭС и средствах связи, потребляющей небольшие мощности, в качестве источников электроэнергии используются источники постоянного тока низкого напряжения: гальванические элементы, аккумуляторы, термогенераторы, солнечные и атомные батареи. Они вырабатывают энергию постоянного тока одного определенного значения. А для питания различных радиоэлектронных устройств требуются различные значения постоянного и переменного напряжений. Поэтому возникает необходимость преобразования постоянного напряжения одного номинала в постоянное напряжение другого номинала. Эту задачу выполняют преобразователи [121].

Преобразователи бывают двух типов: инверторы и конверторы. Преобразователи, которые преобразуют энергию постоянного тока в энергию переменного тока, называются инверторами, а процесс преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока — инвертированием.

Если на выходе преобразователя требуется получить постоянный ток, то после инвертора включаются выпрямитель и сглаживающий фильтр. Такой преобразователь, в котором осуществляется преобразование энергии постоянного тока одного напряжения в энергию постоянного токадругого напряжения, называется конвертером, а процесс преобразования — конвертированием. Основной частью любого преобразователя является инвер тор. Классифицировать инверторы можно по следующим при знакам:

• по роду преобразуемой величины — инверторы тока и инверторы напряжения;

• по тактности работы — однотактные и двухтактные;

• по типу ключевых элементов — транзисторные и тиристорные;

• по способу возбуждения — с самовозбуждением и с независимым возбуждением.

Транзисторные инверторы классифицируют:

• по способу включения транзисторов — с общим эмиттером и с общим коллектором;

• по типу обратной связи — с обратной связью по напряжению, с обратной связью по току и с обратной связью по току и напряжению.

Тиристорные инверторы классифицируют:

• по принципу коммутации тиристоров — ведомые сетью и автономные;

• по включению коммутирующей емкости относительно нагрузки — параллельные, последовательные и последовательнопараллельные.

Транзисторный преобразователь является также центральным функциональным узлом в источниках питания с бестрансформаторным входом (ИПБВ), потребляющих энергию от сети переменного тока промышленной частоты. При этом в источниках питания находят применение как однотактные, так и двухтактные транзисторные преобразователи [59].

Достоинства полупроводниковых преобразователей: надежность, высокий КПД, малые габариты, большой срок эксплуатации.

Однотактный преобразователь выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 16.1.



Рис. 16.1. Структурная схема однотактного преобразователя

Здесь транзистор VT, работающий в режиме переключений, с трансформатором TV и цепью положительной обратной связи OC образуют автогенератор (блокинг-генератор). Последний преобразует входное постоянное напряжение питания $U_{\rm n}$ в прямоугольные импульсы определенной длительности и частоты. При открытом транзисторе к первичной обмотке трансформатора прикладывается входное напряжение питания $U_{\rm n}$, в трансформаторе запасается энергия, которая при закрытом транзисторе поступает на вход выпрямителя В. Фильтр Ф сглаживает пульсацию выпрямленного напряжения U_0 на нагрузке $R_{\rm h}$.

Двухтактный преобразователь выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 16.2, на транзисторах VT_1 и VT_2 , к коллекторам которых подключена первичная обмотка трансформатора *TV*. Источник входного напряжения питания $U_{\rm q}$ подключается к эмиттерам транзисторов и среднему выводу первичной обмотки трансформатора.



Рис. 16.2. Структурная схема двухтактного преобразователя

При включении напряжения питания U_n в автогенераторе возникают колебания и постоянное напряжение U_n преобразуется в переменное напряжение прямоугольной формы, которое затем выпрямляется выпрямителем В и сглаживается фильтром Ф. В источниках питания находят применение два типа двухтактных автогенераторов: с насыщающимся и ненасыщающимся силовым трансформатором.

В автогенераторах с насыщающимся силовым трансформатором переключение транзисторов осуществляется за счет смены полярности напряжения на обмотках трансформатора в момент насыщения сердечника. В этих преобразователях цепь обратной связи ОС (базовые обмотки) находится на общем магнитопроводе трансформатора питания. Частота преобразования определяется параметрами трансформатора и напряжением на его первичной (коллекторной) обмотке. Основным недостатком таких преобразователей является резкое увеличение тока через открытый транзистор в момент насыщения, что вызывает дополнительные потери мощности в транзисторах.

В автогенераторах с ненасыщающимся силовым трансформатором переключение транзистора осуществляется за счет введения в цепь обратной связи ОС дополнительных элементов, которые переключают транзистор до насыщения трансформатора. В качестве таких переключающих элементов может использоваться маломощный переключающий трансформатор, дроссель насыщения или *RC*-цепи.

Двухтактные преобразователи с насыщающимся и ненасыщающимся трансформаторами ввиду их простоты и высокой надежности широко используются в источниках питания с выходной мощностью до нескольких десятков ватт.

Преобразователь с усилителем мощности выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 16.3.



Рис. 16.3. Структурная схема преобразователя с усилителем мошности

В преобразователь входят два функциональных узла: усилитель мощности УМ и задающий генератор ЗГ, который управляет режимом переключения транзисторов усилителя мощности. Трансформатор TV, выпрямитель В и фильтр Ф, обеспечивающие постоянное напряжение U_0 в нагрузке, подключаются к усилителю мощности, который обычно выполняется по двухтактной или мостовой схеме на мощных транзисторах. В качестве задающего генератора, который управляет переключением силовых транзисторов усилителя мощности, используются рассмотренные выше двухтактные преобразователи с самовозбуждением. В высокочастотных преобразователях используются автогенераторы на операционных усилителях или на логических элементах с внешними *RC*-цепями, задающими частоту преобразователя до 200 кГц и выше. Достоинством преобразователей с усилителем мошности является отсутствие влияния изменения нагрузки и входного питающего напряжения на частоту преобразования; в них также просто организуется управление работой силовых транзисторов по любому требуемому закону.

В транзисторных преобразователях, выполненных по рассмотренным структурным схемам, выходное напряжение U_0 зависит от изменения входного питающего напряжения $U_{п}$ или тока нагрузки. Стабилизация выходного напряжения реализуется в специальных схемах стабилизирующих преобразователей.

Преобразователи с входным стабилизатором напряжения выполняются по структурной схеме, приведенной на рис. 16.4.



Рис. 16.4. Структурная схема преобразователя с входным стабилизатором напряжения

Централизованный стабилизатор СН₁, на вход которого подается напряжение питающей сети постоянного тока U_п, обеспечивает стабильное напряжение U_{n1}, от которого питается преобразователь ПН. Источник, выполненный по структурной схеме на рис. 16.4, может быть одно- или многоканальным. Выходное напряжение U₀₁ после выпрямителя В₁ и фильтра Ф₁ имеет точность не лучше 3-5%. Для получения более высокой стабильности (0,1-1%) после выпрямителя по второй цепи включаются В₂, Ф₂ и непрерывный стабилизатор СН₂. Преобразователи с входным стабилизатором широко применяются в многоканальных ИВЭ. При этом в зависимости от выходной мощности применяются различные типы стабилизаторов. Преобразователи с входным непрерывным стабилизатором используются при выходной мошности от долей до единиц ватт. Стабильное напряжение питания U_{nl} < U_n, вследствие этого на регулирующем транзисторе стабилизатора падает значительное напряжение. КПД такого стабилизирующего преобразователя не выше 0,5.

Преобразователи с входным импульсным стабилизатором используются при выходной мощности от единиц до десятков ватт; они имеют более высокий КПД (0,6–0,8). В большинстве маломощных ИВЭ применяются импульсные последователь-

ные стабилизаторы, в которых выходное напряжение $U_{n1} < U_{n}$ В более мощных преобразователях (до сотни ватт и более) в качестве входного используется импульсный стабилизатор по вышающего типа или вольтодобавочный стабилизатор (ВДС) В этих устройствах $U_{n1} > U_n$, следовательно, потребляемый пре образователем ток меньше тока понижающего стабилизатора при одинаковой выходной мощности.

Преобразователи с входным стабилизатором генерируют переменное напряжение прямоугольной формы, что позволяет существенно уменьшить массу и габариты сглаживающих фильтров. Это особенно важно для многоканальных ИВЭ с мало мощными выходными цепями.

Регулируемый преобразователь выполняется по структурной схеме, приведенной на рис. 16.5, *а*, в которой реализуется од новременно две функции — преобразование и стабилизация на пряжения.



Рис. 16.5. Структурная схема стабилизирующего преобразователя с широтно-импульсной модуляцией

Преобразователь, состоящий из задающего генератора ЗГ и усилителя мощности УМ, управляется схемой СУ, в состав которой входит широтно-импульсный модулятор (ШИМ). Выходнос прямоугольное переменное напряжение преобразователя имеет паузу на нуле t_{π} (рис. 16.5, δ), изменением которой и достигается стабильность по среднему значению выходного выпрямленного напряжения. Измерительный элемент ИЭ включен по одной выходной цепи (В₂, Ф₂). При возрастании выходного напряжения $U_{\pi 2}$, например, за счет увеличения входного напряжения U_{π} или уменьшения тока нагрузки, выделенный в ИЭ сигнал поступает в схему управления СУ, где ШИМ увеличивает длительность па-

узы $t_{\rm n}$ так, что выходное напряжение $U_{\rm n2}$ остается стабильным с определенной степенью точности.

Наличие паузы с переменной длительностью в выходном напряжении преобразователя определяет требования к сглаживающему фильтру выпрямленного напряжения, который должен начинаться с индуктивности в каждой выходной цепи. Наличие *LC*-фильтров, а также то, что слежение ведется только за одной выходной цепью, определяют область рационального применения регулируемых преобразователей в одноканальных ИВЭ или в многоканальных ИВЭ, имеющих одну мощную выходную цепь, за которой ведется слежение, и две-три маломощных цепи, на выходе которых устанавливаются непрерывные стабилизаторы.

Регулируемый преобразователь с бестрансформаторным входом, структурная схема которого приведена на рис. 16.6, работает от сети переменного тока, напряжение U_c которой подается непосредственно на выпрямитель B_1 с фильтром Φ_1 , без входного силового трансформатора; за счет этого существенно уменьшаются масса и габариты ИВЭ.



Рис. 16.6. Структурная схема регулируемого преобразователя с бестрансформаторным входом

Выпрямленное напряжение U_0 преобразуется стабилизирующим преобразователем СП, который работает на высокой частоте 20—60 кГц, поэтому трансформатор *TV*, обеспечивающий требуемый уровень выходного напряжения, имеет малые массу и габариты. Стабилизация выходного напряжения реализуется в преобразователе СП, например, с помощью ШИМ.

16.2. Транзисторные преобразователи с самовозбуждением (автогенераторы)

Принцип преобразования постоянного напряжения можно пояснить, пользуясь функциональной схемой, приведенной на рис. 16.7 [121].

Источником постоянного тока служит аккумуляторная батарея Б, имеющая небольшое напряжение $U_{\rm bx}$, которое подается на вход трансформатора *TV*, предназначенного для формирования переменного напряжения и преобразования его значения. Поскольку напряжение аккумулятора постоянное, то для нормального функционирования трансформатора в его первичной обмотке необходимо включить прерыватель тока, периодически с частотой 350-400 Гц замыкающий и размыкающий цепь постоянного тока. Прерывателем постоянного тока служит транзисторный генератор Г. Прерывание тока в первичной обмотке трансформатора вызывает появление в магнитопроводе изменяющегося во времени магнитного потока $\Phi(t)$. В результате этого в обмотках индуцируются ЭДС, которые пропорциональны скорости изменения магнитного потока и числу витков обмоток. Таким образом, из постоянного напряжения получается переменное в форме прямоугольных импульсов, т. е. осуществляется инвертирование. Прямоугольные импульсы с помощью трансформатора изменяются по амплитуде и затем подаются на вход выпрямителя ВС со сглаживающим фильтром Ф. На выходе выпрямителя получаем постоянное напряжение. Такой преобразователь и является конвертером. На его выходе получаем требуемое значение постоянного напряжения, отличающееся от входного напряжения постоянного тока.

Однотактный преобразователь с самовозбуждением (рис. 16.8) состоит из источника постоянного напряжения $U_{\rm BX}$, прерывателя, выполненного по схеме автогенератора на транзисторе VT, работающего в ключевом режиме, импульсного трансформатора TV, магнитопровод которого выполнен из материала с пря-



Рис. 16.7. Функциональная схема преобразователя напряжения с самовозбуждением



Рис. 16.8. Схема однотактного преобразователя напряжения с самовозбуждением
моугольной петлей гистерезиса, однополупериодного выпрямителя на диоде VD и нагрузки R_н.

Принцип действия преобразователя основан на прерывании постоянного тока в первичной обмотке импульсного трансформатора с помощью транзистора, работающего в ключевом режиме. При включении постоянного напряжения U_{вх} в коллекторной цепи и первичной обмотке трансформатора $w_{\rm k}$ начинает протекать ток. С момента включения ток будет нарастать не мгновенно, а по определенному закону. Поэтому он будет создавать нарастающий магнитный поток в магнитопроводе импульсного трансформатора. Этот изменяющийся магнитный поток наводит в обмотке обратной связи w₅ ЭДС самоиндукции. Концы обмотки обратной связи w6 подключены к участку база — эмиттер так, что при нарастающем токе в коллекторной цепи на базу поступает отпирающий потенциал. Транзистор все больше отпирается, создавая возможность еще большего нарастания коллекторного тока, т. е. в схеме осуществляется положи-тельная обратная связь. Процесс нарастания токов происходит очень быстро, лавинообразно, до тех пор, пока магнитный поток не достигнет насыщения. При этом изменение токов *i*_к и *i*_б прекратится. А при неизменном (постоянном) токе ЭДС в обмотках трансформатора не наводится. Отпирающее напряжение на базу транзистора не поступает, и он запирается.

Убывающий ток коллектора при запирании транзистора наводит противо ЭДС, и на базу подается напряжение, еще больше запирающее транзистор. Ток в первичной обмотке трансформатора прерывается. Таким образом, транзистор, импульсный трансформатор и источник питания образуют релаксационный генератор с положительной трансформаторной обратной связью по напряжению. Он осуществляет прерывание постоянного тока. На вторичной обмотке трансформатора получаем импульсы той же формы, частоты и полярности, но увеличенные по амплитуде. Эти импульсы подаются на выпрямитель на диоде VD. После выпрямителя на нагрузке $R_{\rm H}$ выделяется постоянное напряжение заданной величины.

Однотактные преобразователи применяются при высоком значении выпрямленного напряжения и малых токах, например для питания высоковольтного анода электронно-лучевых трубок.

Достоинства однотактных инверторов: простота и высокая надежность.

Недостаток однотактной схемы автогенератора: постояннос подмагничивание магнитопровода в результате того, что ток по коллекторной обмотке протекает только в одном направлении

Двухтактный преобразователь напряжения с самовозбуждением состоит из прерывателя, выполненного на трансформаторс TV и двух транзисторах VT_1 и VT_2 , выпрямителя B_1 и фильтра Φ_1 (рис. 16.9). При включении источника питания U_0 через дели тель R_1 , R_2 протекает ток. Созданное им падение напряжения на R_1 минусом поступает на базы транзисторов, создавая сме щение потенциалов баз относительно эмиттеров. Транзисторы приоткрываются, и по полуобмоткам w_{61} и w_{62} протекают коллекторные токи $i_{\kappa 1}$ и $i_{\kappa 2}$. Из-за разброса параметров транзисторов токи $i_{\kappa 1}$ и $i_{\kappa 2}$ имеют различное значение. Допустим, $i_{\kappa 1} > i_{\kappa 2}$. При этом в магнитопроводе трансформатора возникает магнитныш поток, направление которого определяется преобладающим то ком коллектора $i_{\kappa 1}$. Этот поток наводит ЭДС такой полярности, что на базу транзистора VT_1 поступает напряжение отрицательной полярности, а на базу транзистора VT_2 — положительной Ток коллектора $i_{\kappa 1}$ при этом увеличивается, а $i_{\kappa 2}$ — уменьшается, что приводит к увеличению потока Φ . По мере увеличения коллекторного тока $i_{\kappa 1}$ транзистора VT_1 базовые напряжения будут увеличиваться.



Ряс. 16.9. Схема двухтактного преобразователя напряжения

Вследствие наличия положительной обратной связи в схеме процесс открытия транзистора VT_1 и закрытия VT_2 протекает лавинообразно и очень быстро. Транзистор VT_1 полностью открывается и переходит в режим насыщения, а VT_2 полностью закрывается и переходит в режим отсечки. На нагрузке в это время формируется передний фронт переменного напряжения. Транзистор VT_1 будет открыт до тех пор, пока магнитный поток трансформатора не достигнет значения насышения. В режиме насыщения он не изменяется. А при постоянном магнитном потоке ЭДС в обмотках трансформатора не наводится. Следовательно, прекращаются токи в цепях транзистора, и на базы транзисторов напряжение не поступает.

Резкое уменьшение токов в обмотках вызывает появление в них ЭДС противоположной полярности, в результате этого потенциал базы транзистора VT_1 начнет повышаться, а VT_2 понижаться. Транзистор VT_1 закрывается, а VT_2 открывается. Этот процесс протекает очень быстро, лавинообразно, и VT_2 переходит в режим насыщения. Далее процесс периодически повторяется. В выходной обмотке трансформатора создается переменное напряжение почти прямоугольной формы. Затем это напряжение подается на выпрямитель и далее через сглаживающий фильтр — в нагрузку.

Достоинства двухтактной схемы преобразователя:

• простота;

• нечувствительность к коротким замыканиям в нагрузке;

• возможность получения очень близкого к прямоугольной форме выходного переменного напряжения инвертора.

Недостатки:

• зависимость частоты и формы выходного напряжения инвертора от значения входного напряжения и тока нагрузки;

• резкое увеличение коллекторного тока транзисторов в конце каждого полупериода;

• необходимость применения транзисторов, выдерживающих удвоенное допустимое напряжение на закрытом переходе эмиттер — коллектор.

Частота колебаний инвертора с насыщающимся трансформатором в основном определяется конструктивными данными трансформатора и напряжением источника постоянного тока $f = U_0/(4wSB_s)$, где U_0 — напряжение источника постоянного тока; w — число витков половины вторичной обмотки; S — площадь поперечного сечения сердечника трансформатора; B_s индукция насыщения. Оптимальная частота колебаний лежит в диапазоне 400—600 Гц. Частота генерации преобразования изменяется потому, что при увеличении тока нагрузки возрастает ток на выходе инвертора, а следовательно, увеличиваются ток в первичной обмотке и падение напряжения на нем. Это приведет к уменьшению частоты генерации.

При коротком замыкании на выходе преобразователя транзисторы выходят из режима насышения, и генерация срывается. После устранения короткого замыкания схема снова возбуждается.

Напряжение между коллектором и эмиттером закрытого тран зистора U_{κ_3} складывается из напряжения источника питания U_{h} и напряжения на неработающей половине коллекторной обмотки (т. е. ЭДС, наведенной в коллекторной полуобмотке) и равно удвоенному значению напряжения источника питания.

Эти недостатки двухтактных преобразователей постоянного напряжения с самовозбуждением ограничивают их использование. Они применяются в качестве источников вторичного электропитания при небольшой мощности в нагруз ке (до 50 Вт).

В двухтактной схеме преобразователя в момент переключения за счет резкого изменения коллекторного тока закрывающегося транзистора резко увеличивается напряжение на его коллекторе. Это напряжение складывается из напряжения источника питания U_0 и напряжения на неработающей половине коллекторной обмотки, тоже равного U_0 , что составляет примерно $2U_0$. Чтобы транзисторы не пробивались, их шунтируют стабилитронами. В момент запирания транзистора открывается стабилитрон и не допускает пробоя транзистора.

Мостовая схема преобразователя (рис. 16.10) представляет собой мост, в плечи которого включены транзисторы, в одну диагональ — трансформатор, а в другую — источник питания. При включении источника питания через делители R_1 , R_2 и

При включении источника питания через делители R_1 , R_2 и R_5 , R_6 протекает ток, создавая отрицательное напряжение смещения на базы транзисторов VT_1 и VT_4 . Они открываются, по первичной обмотке w_1 трансформатора протекает ток и создает в сердечнике магнитный поток. В обмотках обратной связи $w_{2.1}$ и $w_{2.4}$ индуктируются напряжения, которые ведут к полному открытию транзисторов VT_1 и VT_4 . Транзисторы VT_2 и VT_3 в это время закрыты. В дальнейшем в схеме происходит периодический процесс переключения транзисторов, в результате которого во вторичной обмотке трансформатора создается переменная ЭДС прямоугольной формы.

В мостовом преобразователе к закрытому транзистору прикладывается одинарное напряжение источника питания U_0 . Поэтому мостовая схема может работать при более высоком напряжении источника питания, чем схема со средней точкой.

Недостатком мостовой схемы является большее в 2 раза число транзисторов, более сложный трансформатор, большие потери в преобразователе, а значит, меньший КПД.

Полумостовая схема преобразователя с самовозбуждением (рис. 16.11) образуется из мостовой заменой двух транзисторов смежных плеч на конденсаторы C_1 и C_2 большой емкости. Напряжение источника питания U_0 делится емкостным делителем пополам. Принцип работы такого преобразователя аналогичен принципу работы предыдущих схем. Во время первого полупериода насыщен транзистор VT_1 и к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение $U_0/2$ с конденсатора C_1 . Во второй полупериод насыщен транзистор VT_2 и к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение $U_0/2$ с конденсатора C_1 . Во второй полупериод насыщен транзистор VT_2 и к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение $U_0/2$ обратной полярности, равное напряжению на втором конденсаторе.



Рис. 16.10. Мостовая схема преобразователя



Рис. 16.11. Полумостовая схема преобразователя с самовозбуждением

Достоинство полумостовой схемы преобразователя: рабочее напряжение на закрытом транзисторе незначительно превышает напряжение источника U_0 .

Недостаток: необходимость применения конденсаторов большой емкости, которая зависит от тока нагрузки, рабочей частоты инвертора и допустимой пульсации напряжения на конденсаторе.

Транзисторные преобразователи напряжения с независимым возбуждением применяются для работы на переменную нагрузку мощностью более 50 Вт. Структурная схема такого преобразователя приведена на рис. 16.12. Он состоит из задающего генератора, усилителя мощности, выпрямителя и нагрузки. Задающий генератор представляет собой двухтактный автогенератор малой мощности, создающий на выходе импульсное напряжение прямоугольной формы заданной частоты. Усилитель обеспечивает усиление колебаний задающего генератора до значения, необходимого для питания нагрузки.



Рис. 16.12. Функциональная схема преобразователя напряжения с независимым возбуждением

Усилитель мощности необходим для повышения стабильности частоты преобразователя. Если автогенератор выполнить на большую мощность, то изменение нагрузки приведет к изменению частоты автогенератора. Чтобы не допустить нестабильности частоты преобразователя, автогенератор выполняют на небольшую мощность, при которой частота его колебаний стабильна. Затем созданные автогенератором стабильные колебания усиливаются усилителем мощности, который называется генератором с независимым возбуждением. При таком разделении двух функций — генерирования и усиления — частота и форма колебаний, а также значение напряжения на выходе инвертора будут неизменны при изменении нагрузки преобразователя. А это повышает КПД преобразователя и улучшает фронты импульсов. Задающие генераторы обычно выполняются по двухтактной схеме. Поэтому схемы преобразователей напряжения с независимым возбуждением отличаются одна от другой только схемами усилителя.

Преобразователь с двухтактным усилителем мощности (рис. 16.13, *a*) состоит из задающего генератора ЗГ и усилителя мощности.

Задающий генератор создает импульсы прямоугольной формы заданной частоты, которые через трансформатор *TV*₁ подаются на вход двухтактного усилителя мощности на транзисторах VT_1 и VT_2 и трансформаторе TV_2 . Во время первого полупериода управляющего напряжения, поступающего от 3Γ на базы транзисторов VT_1 и VT_2 , один из них, допустим VT_1 , будет открыт и насыщен, а другой (VT_2) закрыт и находится в режиме отсечки.





Рис. 16.13. Схема двухтактного преобразователя: *а* — с усилителем мощности; *б* — мостовая

В этот период напряжение питания U_0 через открытый транзистор VT_1 приложено к верхней коллекторной половине коллекторной первичной обмотки трансформатора TV_2 . Во второй полупериод открыт транзистор VT_2 и напряжение источника питания U_0 прикладывается к нижней половине первичной (коллекторной) обмотки трансформатора TV_2 , т. е. в усилителе мощности, как и в автогенераторе, транзисторы работают в режиме переключения: они пропускают ток поочередно. В результате в обмотках трансформатора наводятся ЭДС прямоугольной формы. Затем этот ток, усиленный усилителем, выпрямляется, сглаживается фильтром и поступает в нагрузку.

Преобразователь напряжения с усилителем мощности, собранным по мостовой схеме (рис. 16.13, δ) применяется на большие мощности при повышенном напряжении источника питания U_0 . Эта схема отличается наличием в ней базовых обмоток обратной связи трансформатора TV_1 . Эти обмотки предназначены для устранения режима «сквозных токов», который возникает в усилителе мощности из-за эффекта рассасывания избыточных зарядов в областях баз закрывающихся транзисторов. Режим «сквозных токов» сопровождается кратковременными выбросами коллекторных токов значительной амплитуды одновременно открытых транзисторов, что уменьшает КПД преобразователя. Чтобы не допустить сквозных токов, базовые обмотки трансформатора TV_1 включены так, что в один полупериод управляющего напряжения ЗГ включены и работают два транзистора, например VT_1 и VT_3 , *а* два других — VT_2 и VT_4 — выключены. Напряжение питания U_{IN} прикладывается к первичной обмотке трансформатора TV_2 через два проводящих транзистора, причем полярность этого напряжения меняется каждый полупериод управляющего напряжения. В этой схеме к закрытому транзистору прикладывается напряжения.

ния меняется каждыи полупериод управляющего напряжения. В этой схеме к закрытому транзистору прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания $U_{\rm BX}$. Устранение режима «сквозных токов» достигается тем, что за счет обратной связи через базовые обмотки трансформаторов отпирание очередной пары транзисторов происходит только после выхода из насыщения предыдущих транзисторов.

Выходной транзистор усилителя мощности работает в ненасыщенном режиме, в результате этого не возникают выбросы коллекторного тока транзисторов. При этом уменьшается мощность, рассеиваемая на транзисторах, и повышается КПД преобразователя. При перегрузках и коротком замыкании на транзисторах усилителя рассеивается большая мощность, и транзисторы перегреваются. Поэтому в преобразователях с независимым возбуждением необходимо предусмотреть защиту от короткого замыкания и перегрузок.

замыкания и перегрузок. Полумостовая схема преобразователя с усилителем мощности (рис. 16.14) содержит два конденсатора большой емкости, заменяющих два транзистора смежных плеч моста.



Рис. 16.14. Полумостовая схема преобразователя напряжения

Принцип работы полумостовой схемы состоит в поочередном подключении транзисторами VT_1 и VT_2 первичной обмотки трансформатора TV_1 параллельно конденсаторам C_1 , C_2 . При этом на обмотках трансформатора формируется напряжение почти прямоугольной формы переменной полярности. Амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора примерно равна напряжению на конденсаторе $U_0/2$, а напряжение на закрытом транзисторе равно U_0 .

Достоинство полумостовой схемы: возможность работы при меньшем числе силовых транзисторов.

Недостаток: необходимость применения конденсаторов большой емкости.

16.3. Преобразователи на тиристорах

В мощных преобразовательных устройствах для преобразования высоких питающих напряжений применяют инверторы на тиристорах, обладающих двумя устойчивыми состояниями. Тиристоры выпускаются на напряжения до нескольких киловольт и токи до сотен ампер при прямом падении напряжения в единицы вольт. Поэтому преобразователи на тиристорах обеспечивают большие мощности с высоким КПД.

Тиристорные инверторы, в которых коммутация осуществляется специальными устройствами и нагрузка которых не содержит других источников энергии переменного тока, называются автономными. Частота коммутации автономного инвертора определяется частотой работы системы управления тиристорами. Автономные тиристорные инверторы предназначены для преобразования постоянного напряжения в переменное промышленной частоты. Они подразделяются на инверторы тока и напряжения. В инверторах тока осуществляется преобразование тока, а форма напряжения зависит от нагрузки. Для поддержания постоянства потребляемого от источника тока они подключаются к источнику инвертируемого постоянного напряжения через дроссель L_0 с большой индуктивностью, который включается в последовательную ветвь инвертора.

Инверторы напряжения подключаются непосредственно к источнику преобразуемого напряжения. При этом на выходе инвертора напряжения параллельно источнику включается конденсатор С. Коммутацию тока в тиристорных инверторах выполняют реактивные элементы — конденсаторы и дроссели.

Тиристоры в инверторе работают в ключевом режиме. Включение их осуществляется устройством управления, представляющим собой генератор импульсов — автогенератор, мультивибратор, блокинг-генератор. Причем управляющие импульсы поступают на управляющие электроды тиристоров в противофазе. Для выключения тиристора необходимо уменьшить его анодный ток до значения, меньшего тока удержания, а к промежутку анод — катод приложить отрицательное обратное напряжение на время, достаточное для восстановления управляемости тиристора (т. е. запирающих его свойств). Это достигается применением в инверторе коммутирующего конденсатора, который обеспечивает подачу на анод отрицательного напряжения относительно катода.

По способу подключения коммутирующего конденсатора *С*_к к нагрузке схемы тиристорных инверторов разделяют на *параллельные*, *последовательные* и *последовательные* [121].

На рис. 16.15 приведена схема двухтактного параллельного тиристорного инвертора, который состоит из тиристоров VS_1 и VS_2 , схемы управления СУ, коммутирующего конденсатора C_{κ} , дросселя L и диодов VD_1 и VD_2 . Первичная обмотка трансформатора TV имеет вывод от средней точки 0 и двух точек I и 2, к которым подключаются диоды VD_1 и VD_2 .

трансформатора TV имеет вывод от средней точки 0 и двух точек I и 2, к которым подключаются диоды VD_1 и VD_2 . В первый полупериод под действием управляющего импульса открыт тиристор VS_1 , а тиристор VS_2 закрыт. При этом ток от источника питания будет протекать через верхнюю половину первичной обмотки трансформатора TV, тиристор VS_1 ,



Рис. 16.15. Схема преобразователя напряжения на тиристорах

дроссель *L*. Этот ток индуктирует в нижней половине обмотки трансформатора *TV* ЭДС, равную ЭДС в верхней половине обмотки, но противоположную по знаку, т. е. минус будет у средней точки обмотки, а плюс — на нижнем ее конце. Поэтому к конденсатору C_{κ} оказывается приложенным напряжение двух последовательно соединенных напряжений: от источника питания U_0 и с нижней половины первичной обмотки трансформатора, тоже примерно равное U_0 . В результате конденсатор C_{κ} заряжается до удвоенного значения напряжения источника питания, т. е. до $U_c = 2U_0$. Такое же напряжение будет и на аноде тиристора VS_2 .

Во время второго полупериода управляющий импульс открывает тиристор VS_2 . Тиристор VS_1 еще продолжает проводить ток. Но через открывшийся тиристор VS_2 коммутирующий конденсатор C_{κ} подключается параллельно VS_1 . С конденсатора C_{κ} к тиристору VS_1 прикладывается обратное напряжение, равное почти $2U_0$. И тиристор VS_1 запирается разрядным током конденсатора C_{κ} . Через открывшийся тиристор VS_2 протекает ток $i_{\Gamma_{\kappa}}$ равный сумме тока $i_{C_{\kappa}}^{"}$ перезаряда конденсатора C_{κ} , и тока i_1 первичной обмотки w_1 ". Конденсатор C_{κ} перезаряжается до напряжения, почти равного $2U_0$, но с обратной полярностью. Преобразуемое напряжение U_0 прикладывается к первичной обмотке w_1 ", и ток в этой обмотке имеет направление, противоположное току, протекавшему в обмотке w_1 во время предыдущего импульса. При этом во вторичной обмотке w_2 формирустся вторая (отрицательная) полуволна переменного напряжения. При подаче следующего запускающего импульса на тиристор VS_1 схема возвращается в исходное состояние, и процесс повторяется.

В результате поочередного включения и выключения тиристоров в полуобмотках трансформатора TV происходит периодическое изменение токов и во вторичной обмотке наводится переменный ток, который далее выпрямляется выпрямительной схемой ВС и через фильтр Ф поступает в нагрузку. Таким образом, на выходе преобразователя создается постоянный ток при заданном напряжении. Дроссель Др ограничивает ток источника питания в те очень короткие промежутки времени, когда оба тиристора открыты одновременно.

Диоды VD_1 и VD_2 предназначены для пропускания к источникупитания U_0 реактивной мощности, накопленной виндуктивности нагрузки и реактивных коммутационных элементах, в те моменты коммутации, когда один из тиристоров закрыт, а второй не проводит разрядный ток индуктивности L.

Мостовая схема двухтактного тиристорного преобразователя приведена на рис. 16.16. В первый полупериод управляющего напряжения положительные импульсы поступают одновременно на тиристоры VS_1 и VS_4 . Тиристоры открываются, и через них прорекает ток в первичную обмотку трансформатора TV. В это же время конденсатор C_1 заряжается до напряжения источника U_0 .



Рис. 16.16. Мостовая схема двухтактного тиристорного преобразователя

Во время второго полупериода управляющего напряжения положительные импульсы поступают на тиристоры VS_2 и VS_3 , и они открываются. Но в этот же момент положительный потенциал с конденсатора C_1 поступает на катод тиристора VS_1 , и он закрывается. А на анод VS_4 поступает отрицательный потенциал с конденсатора C_1 , и VS_4 тоже закрывается.

Затем пары тиристоров включаются поочередно. При этом через первичную обмотку трансформатора *TV* будут проходить импульсы тока противоположных направлений, которые будут индуктировать переменный ток во вторичной обмотке трансформатора. В дальнейшем этот переменный ток выпрямляется выпрямительной схемой, сглаживается фильтром и подается в нагрузку.

Контрольные вопросы

1. Назовите типы преобразователей постоянного тока. В чем заключается их назначение?

2. Назовите функции, выполняемые инверторами и конвертерами.

3. Перечислите классификационные признаки инверторов.

4. Перечислите классификационные признаки транзисторных и тиристорных инверторов.

5. Изобразите структурную схему однотактного транзисторного преобразователя. Область его применения.

6. Изобразите структурную схему двухтактного транзисторного преобразователя. Область его применения.

7. Нарисуйте структурную схему преобразователя с усилителем мощности. Назовите область его применения.

8. Изобразите структурную схему преобразователя с входным стабилизатором напряжения. Область его применения.

9. Приведите структурную схему регулируемого преобразователя и стабилизации напряжения. Область его применения.

10. Изобразите структурную схему регулируемого преобразователя напряжения с бестрансформаторным входом. Область его применения.

11. Работа преобразователя напряжения с самовозбуждением по функциональной схеме (рис. 16.7).

12. Работа однотактного преобразователя напряжения с самовозбуждением по принципиальной схеме (рис. 16.8). Достоинства и недостатки схемы.

13. Работа двухтактного преобразователя напряжения с самовозбуждением по принципиальной схеме (рис. 16.8). Достоинства и недостатки схемы.

14. Поясните работу мостовой схемы преобразователя.

15. Нарисуйте полумостовую схему преобразователя с самовозбуждением и поясните ее работу.

16. Нарисуйте функциональную схему транзисторного преобразователя напряжения с независимым возбуждением. Поясните ее работу.

17. Поясните работу преобразователя напряжения с двухтактным усилителем мощности (рис. 16.13, *a*).

18. Поясните работу преобразователя напряжения с усилителем мощности, собранным по мостовой схеме (рис. 16.13, б).

19. Поясните работу полумостовой схемы преобразователя напряжения с усилителем мощности (рис. 16.14). Достоинства и недостатки схемы.

20. Назначение и область применения преобразователей на тиристорах.

21. Назовите типы автономных тиристорных инверторов, их состав и режимы работы тиристоров.

Глава 17 ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

17.1. Основные структурные схемы и входные цепи

Общая структурная схема источника питания с бестрансформаторным входом (ИПБВ) приведена на рис. 17.1, a, a ее разновидности — на рис. 17.1, b, e [59].



Рис. 17.1. Структурные схемы источников питания с бестрансформаторным входом. *a* — общая схема построения ИПБВ; *б* — схема с регулируемым преобразователем: *в* — схема с входным импульсным стабилизатором

Напряжение сети в ИПБВ выпрямляется входным выпрямителем с смкостным фильтром, а затем преобразуется инвертором в высокочастотное напряжение прямоугольной формы, которое трансформируется до требуемого значения, выпрямляется и фильтруется. Гальваническая развязка выходной цепи ИПБВ от входной питающей сети осуществляется трансформатором инвертора.

Стабилизация выходного выпрямленного напряжения peaлизуется в инверторе методом широтно-импульсной модуляции или включением стабилизатора до инвертора или после него. Отсутствие в ИПБВ низкочастотного трансформатора питания и дросселя входного сглаживающего *LC*-фильтра существенно улучшает массогабаритные характеристики и увеличивает КПД. ИПБВ рационально применять при выходной мощности свыше 15–25 Вт.

На рис. 17.1, δ приведена структурная схема ИПБВ, выполненная на базе регулируемого преобразователя РП, на рис. 17.1, β — с использованием импульсного стабилизатора ИСН на входе и нерегулируемого преобразователя (НП). Одноканальные ИПБВ с питанием от однофазной сети рационально выполнять по структурной схеме на рис. 17.1, δ , а при питании от трехфазной сети с напряжением 380 В с нулевым проводом по схеме на рис. 17.1, δ или β .

Если одноканальные ИПБВ предназначаются для работы от трехфазной сети без нулевого провода и напряжением 380 В с применением нескольких включенных последовательно по питающему напряжению ячеек, то такие ИПБВ следует выполнять по схеме на рис. 17.1, δ с РП. Многоканальные ИПБВ с питанием от однофазной или трехфазной сети рационально выполнять по структурной схеме на рис. 17.1, δ с входным ИСН.

Особенности построения схем входного выпрямителя и сглаживающего фильтра. На рис. 17.2 приведены схемы входных выпрямителей, которые наиболее часто применяются в ИПБВ [59]. Общим для них является наличие резистора R_{orp} , который предназначен для ограничения зарядного тока конденсатора сглаживающего фильтра C_0 при подключении ИПБВ к питаюшей сети.

Сопротивление ограничительного резистора определяется исходя из допустимого напряжения импульса тока через диоды выпрямителя

$$R_{\rm orp\,min} \approx \frac{1.4U_{\rm c\,max}}{I_{\rm np\,Mn}} - r_L - r_{\rm n,p} - r_{\rm c} - r_{\rm n}.$$
(17.1)

В формуле (17.1) при определении R_{orp} учитываются выходное сопротивление питающей сети r_c , активные сопротивления обмоток дросселей r_L фильтра защиты от индустриальных помех, а также эквивалентное последовательное сопротивление электролитических конденсаторов $r_{n,3}$ фильтра сетевого выпрямителя и внутреннее сопротивление диода на постоянном токе r_n . Сопро-



Рис. 17.2. Схемы входных выпрямителей источников питания с бестрансформаторным входом:

 $a - m = 2; \delta - m = 1; e - m = 6; e - m = 3; \partial -$ схема ограничения пускового тока

тивления и r_L , r_n и $r_{n,p}$ могут быть взяты из технических условий на применяемые дроссели, диоды и конденсаторы, значение r_c определяется экспериментально и в первом приближении может быть принято равным 1 Ом.

При выходной мощности 150–200 Вт и более на резисторе *R*_{огр} в процессе работы ИПБВ рассеивается значительная мощность. В этих случаях ограничительный резистор после заряда конденсатора фильтра необходимо шунтировать тиристором, как показано на рис. 17.2, *д*, который во включенном состоянии поддержива-

ет падение напряжения на R_{orp} на уровне 1,5–2 В. В схеме после подключения ИПБВ к питающей сети происходит заряд конденсатора C_0 через ограничительный резистор R_{orp} , сопротивление которого выбрано в соответствии с (17.1). При этом, как правило, время заряда C_0 не превышает половины периода напряжения сети. Под действием напряжения на конденсаторе C_0 начинает работать преобразователь и на обмотках выходного трансформатора TV (в том числе и на w_2) появляется переменное напряжение, которое выпрямляется и через ограничительный резистор R_2 подается на управляющий электрод тиристора VS, в результате этого он открывается и шунтирует резистор R_{orp} .

Расчет амплитуды импульса тока через диоды выпрямителя с емкостным фильтром в установившемся режиме по известным методикам [90] дает существенно заниженное значение. Для определения амплитуды импульсов тока могут быть рекомендованы эмпирические соотношения, приведенные в табл. 17.1 [59].

Таблица 17.1. Значения амплитуды тока диода для некоторых схем выпрямителей

Тип выпрямителя	Іпр.и
Мостовой диодный выпрямитель	(7–10)/ ₀
С удвоением напряжения	(10–14)/ ₀
Однотактный трехфазный выпрямитель	(4–7)/ ₀

Во всех случаях значения $I_{пр.и}$ должны уточняться экспериментально. Выпрямленное напряжение при максимальной нагрузке для схем на рис 17.2, *а*, *г* может быть определено по формуле

$$U_0 \approx 1,35 \ U_c$$
. (17.2)

Емкость конденсатора фильтра сетевого выпрямителя C_0 рекомендуется выбирать исходя из максимально допустимой амплитуды пульсаций на частоте следования импульсов напряжения на выходе выпрямителя

$$C_0 \approx \frac{0.5P_{\rm M}}{\eta_{\rm H}U_{\rm c\,min}I_{\rm c}U_{\rm c\,\sim}m}.$$
 (17.3)

В этом случае предполагается, что относительная амплитуда пульсации на выходе ИПБВ, обусловленная пульсациями напряжения на C_0 , может быть уменьшена за счет фильтрующих свойств ИСН или стабилизирующего преобразователя, входящего в состав ИПБВ. Для уменьшения пульсаций с частотой преобразования, наводимых на входную сеть, на выходе двухтактного трехфазного выпрямителя рекомендуется устанавливать лакопленочный или бумажный конденсатор.

17.2. Транзисторные усилители мощности

Наиболее часто в ИПБВ применяются однотактные транзисторные усилители мощности (УМ), схемы которых приведены на рис. 17.3, и двухтактные усилители мощности — рис. 17.4. На схемах показаны также эпюры тока коллектора силовых транзисторов усилителей.

Среди однотактных УМ могут быть выделены УМ с прямым (рис. 17.3, *a*, *б*) и обратным включением диода (рис. 17.3, *в*) [59]. Однотактные УМ с прямым включением диода и размагничивающей обмоткой w_p (рис. 17.3, *a*) применяются в одноканальных ИПБВ мощностью до 70 Вт. В этой схеме диод VD_2 , включенный между выводом вторичной обмотки w_2 трансформатора TV и дросселем L, отпирается при открывании транзистора VT и псредает энергию в нагрузку через сглаживающий LC_{ϕ} -фильтр. Для ограничения амплитуды импульса напряжения на коллекторс транзистора VT после его запирания и обеспечения передачи в источник питания практически всей энергии, накопленной матнитным полем трансформатора TV за время открытого состояния транзистора VT, применяют размагничивающую обмотку.

Число витков размагничивающей обмотки w_p определяется по формуле

$$w_{\rm p} \le \frac{w_{\rm 1}}{0.7 \frac{U_{\rm K\Im\,u\,max}}{U_{0\,\rm max}} - 1}.$$
 (17.4)

Максимальное значение коэффициента заполнения

$$\gamma_{\max} \le \frac{w_1 / w_p}{1 + w_1 / w_p}$$
 (17.5)

Амплитуда импульсов коллекторного тока

$$I'_{\rm Ku} \approx \frac{1.1 P_{\rm u}}{U_{0\,\rm min} \gamma_{\rm max} \eta_{\rm u}}.$$
 (17.6)



Рис 17.3. Схемы однотактных усилителей мощности

509

Для получения в схеме на рис 17.3, $a \gamma_{\text{max}} \leq 0,9$, при котором улучшается использование транзистора по коллекторному току и повышается КПД, в УМ необходимо применять транзисторы с $U_{\text{K}\Im \text{ и max}}$, в несколько раз превышающим U_0 max. В связи с этим схему на рис 17.3, *а* рекомендуется применять в ИПБВ, рассчитанных на питание от сети с напряжением 115–127 В.

В мостовом однотактном УМ с прямым включением диода (рис. 17.3, δ) коллекторное напряжение транзисторов VT_1 , VT_2 и напряжение на обмотке w_1 трансформатора TV в режиме размагничивания сердечника ограничено уровнем, не превышающим U_0 . В связи с этим γ_{max} в этой схеме не должен превышать 0,5. Транзисторы VT_1 и VT_2 включаются и выключаются одновременно, причем разброс их времени включения и выключения не сказывается на работе усилителя.

Схема управления мостовым однотактным УМ должна иметь на выходе трансформатор. Ток $I_{Ku max}$ транзистора VT_1 или VT_2 рассчитывается по формуле (17.6). Усилитель, выполненный по схеме на рис. 17.3, *б*, рекомендуется для одноканальных ИПБВ с выходной мощностью до 150 Вт при питании ИПБВ от одно-фазных или трехфазных сетей переменного тока с напряжением 220–380 В.

В однотактном УМ с обратным включением диода (рис. 17.3, e) после открывания транзистора VT происходит накопление энергии в трансформаторе TV, причем диод VD в это время закрыт. После закрывания транзистора VT запасенная в трансформаторе энергия открывает диод VD, заряжает конденсатор C_{ϕ} и передается в нагрузку. При изменении напряжения питания УМ нестабильность напряжений на выходах всех выпрямительных каналов с емкостными фильтрами практически одинакова. Поэтому УМ с обратным включением диода целесообразно применять в многоканальных ИПБВ с выходной мощностью до 100 Вт. Максимальный коэффициент заполнения для УМ на рис. 17.3, e определяется по формуле

$$\gamma_{\max} \le \frac{0,7U_{K\Im_{H}\max} - U_{0\max}}{0,7U_{K\Im_{H}\max} - U_{0\max} + U_{0\min}}.$$
 (17.7)

Амплитуда импульсов тока транзистора

$$I'_{\rm Ku} \approx \frac{2.1 P_{\rm u}}{U_{0\,\rm min} \gamma_{\rm max} \eta_{\rm u}}.$$
 (17.8)

Следует отметить, что импульсы коллекторного тока транзистора *VT* в схеме на рис. 17.3, *а* имеют прямоугольную форму, в то время как в схеме на рис. 17.3, *в* — треугольную. Вследствие этого при одинаковых выходной мощности, γ и η_{μ} амплитуда коллекторного тока силового транзистора *VT* в схеме на рис. 17.3, *в* в 2 раза больше, чем в схеме на рис. 17.3, *а*.

Улучшенная схема однотактного УМ приведена на рис. 17.3, г. Она выполнена на основе однотактного мостового УМ. При одновременно открытых транзисторах VT_1 и VT_2 происходит накопление энергии в трансформаторе TV и передача ее в нагрузку через диод VD_3 и дроссель L сглаживающего фильтра. При закрытых транзисторах VT_1 и VT_2 происходит передача накопленной в трансформаторе энергии в нагрузку через диод VD_2 и дроссель L. Обмотки w_2' и w_2'' трансформатора TV имеют одинаковое число витков. Диоды VD_1 и VD_2 ограничивают на уровне U_0 амплитуду импульса напряжения на обмотке w_1 трансформатора TV, возникающего при размагничивании его сердечника.

Схема на рис 17.3, г обладает преимуществами мостовых однотактных УМ с прямым включением диода и двухтактных усилителей. В ней на входе сглаживающего фильтра последовательность импульсов имеет γ_{max} , близкий к 1, что уменьшает массу и объем сглаживающего фильтра. Трансформатор *TV* УМ на рис. 17.3, г имеет лучший коэффициент использования магнитопровода, чем у однотактного мостового УМ с прямым включением диода. Схему комбинированного усилителя на рис. 17.3, г целесообразно использовать в одноканальных ИПБВ мощностью до 150 Вт при питании от сетей напряжением 220–380 В. Для нее значение I_{Ku} рассчитывается по формуле

$$I_{\mathrm{K}_{\mathrm{H}}} \approx \frac{1,6P_{\mathrm{H}}}{U_{0\min}\gamma_{\max}\eta_{\mathrm{H}}}.$$
 (17.9)

Максимальный коэффициент заполнения в данной схеме не должен превышать 0,5.

На рис. 17.3, ∂ приведена сдвоенная схема однотактного УМ с прямым включением диода. Она состоит из двух однотактных УМ на транзисторах VT_t и VT_2 с прямым включением диодов VD_3 и VD_4 и размагничивающими обмотками w_{p1} и w_{p2} . Выходы выпрямителей обоих УМ объединены и подключены ко входу общего сглаживающего фильтра LC_{ϕ} .

При сдвиге управляющих импульсов U_{y1} и U_{y2} на входе каждого усилителя на $T_n/2$ на входе LC_{ϕ} -фильтра обеспечивается режим работы двухтактных схем УМ с $\gamma_{max} \approx 1$. В связи с этим при одинаковых выходной мощности и частоте преобразования габариты и масса LC_{ϕ} -фильтра сдвоенного однотактного и двухтактного УМ одинаковы, а суммарная масса трансформаторов сдвоенного однотактного усилителя на 30–40% больше, чем у двухтактного.

Полумостовой усилитель (рис. 17.4, *a*) наиболее часто применяется в ИПБВ. Транзисторы VT_1 и VT_2 открываются поочередно, вследствие этого на первичной обмотке w_1 трансформатора VT действует переменное напряжение с амплитудой, близкой к $U_0/2$. При равных по амплитуде и длительности полуволнах на-





Рис. 17.4. Схемы двухтактных усилителей мощности

пряжения на обмотке w_1 напряжение в точке соединения конденсаторов C_1 и C_2 равно $U_0/2$.

Эпюра тока первичной обмотки w_1 трансформатора VT показана на рис. 17.4, *а*. Обмотки w_3 и w_4 и диоды VD_1 и VD_2 служат для устранения режима сквозных токов.

Основными преимуществами схемы являются отсутствие насыщения сердечника трансформатора из-за разбросов по длительности и амплитуде импульсов разной полярности, простой и надежный способ исключения сквозных токов за счет дополнительного управления транзисторами в зависимости от мгновенного значения и знака напряжения на обмотках трансформатора, минимальные габариты и масса трансформатора.

Максимальное напряжение на коллекторах транзисторов в полумостовой схеме равно напряжению питания U_0 . Амплитуда импульсов тока транзисторов при заданной выходной мощности $P_{\rm H}$ определяется по формуле

$$I'_{\rm Ku} \approx \frac{2,2P_{\rm u}}{U_{0\,\rm min}\gamma_{\rm max}\eta_{\rm u}}.$$
 (17.10)

Конденсаторы C_1 , C_2 следует применять лакопленочные или бумажные, допускающие работу на частоте f_{π} со значительной амплитудой пульсаций. Минимальная емкость конденсаторов

$$C_1 = C_2 \approx \frac{0.2I'_{\rm Ku}}{I_{\rm n}U_{\rm c}}.$$
 (17.11)

Электролитические конденсаторы допускают значительно меньшую амплитуду пульсаций, чем лакопленочные, поэтому при их применении увеличиваются габариты фильтра. С целью уменьшения напряжения пульсаций с частотой преобразования на конденсаторе C_0 (рис. 17.4) на выходе сетевого выпрямителя между C_0 и конденсаторами C_1 , C_2 включают дроссель L_1 , который обеспечивает также значительное уменьшение напряжения помех на входных зажимах ИПБВ.

Полумостовой УМ целесообразно применять в одноканальных ИПБВ с выходной мощностью до 500 Вт при питании от сетей с напряжением 380 В.

В мостовом усилителе (рис. 17.4, δ) вместо конденсаторов делителя напряжения установлены транзисторы VT_1 , VT_2 . переключение которых осуществляется так, что через первичную обмотку трансформатора TV протекает переменный ток. Амплиту-

да напряжения на первичной обмотке трансформатора в мостовом усилителе в 2 раза больше, чем у полумостового, вследствие этого при использовании транзисторов одинакового типа мостовой УМ обеспечивает в 2 раза большую выходную мощность, чем полумостовой. Амплитуда импульсов коллекторного тока транзисторов определяется по формуле (17.6). Сквозные токи в мостовом усилителе нельзя устранить (как это сделано в полумостовом УМ на рис. 17.4, *a*), поскольку уменьшение до нуля напряжения на первичной обмотке трансформатора *TV* может произойти при запирании только одного из двух ранее открытых транзисторов. Для устранения сквозных токов в мостовом УМ вводится фиксированная пауза в управляющем напряжении.

Длительность паузы должна превышать максимальное время запирания транзисторов. При несимметрии полуволн напряжения на обмотках выходного трансформатора последний может работать с насыщением, что приведет к увеличению импульсов коллекторного тока транзисторов усилителя и потерь в них. Для исключения этого необходимо или применить специальные схемы ограничения насыщения трансформатора [60, 73], или ввести последовательно с первичной обмоткой трансформатора лакопленочный или бумажный конденсатор с минимальной емкостью

$$C_{\min} \ge \frac{0.36I'_{Ku}}{f_{\mu}U'_{c-}}.$$
(17.12)

При подключении УМ к электролитическим конденсаторам фильтра сетевого выпрямителя амплитуда пульсаций на конденсаторах, как правило, превышает допустимое значение. Для уменьшения амплитуды пульсаций с частотой f_n между электролитическими конденсаторами фильтра C_0 и УМ необходимо включить L_1C_1 -фильтр, как показано на рис. 17.4, δ пунктирной линией, в котором C_1 — лакопленочный или бумажный конденсатор, его минимальная емкость

$$C_{1\min} \ge \frac{0.1I'_{K\pi}}{f_{\pi} U'_{c_{\tau}}}.$$
(17.13)

Минимальная индуктивность дросселя

$$L_{1\min} \ge \frac{U_{c^{-}}'}{2\pi f_{n} U_{c^{-}}''} \sqrt{r_{n,9}^{2} + \frac{1}{(2f_{n}C_{0})^{2}}}.$$
 (17.14)

Мостовые усилители обычно применяют в одноканальных ИПБВ с выходной мощностью более 500 Вт и питанием от сети переменного тока с напряжением до 380 В. Для обеспечения запаса по коллекторному напряжению используется последовательное включение усилителей по питающему напряжению. На рис. 17.5 приведены примеры такого включения двух полумостовых УМ с автоматическим выравниванием питающих напряжений на каждом из них. В схеме на рис. 17.5, *а* один полумостовой УМ выполнен на транзисторах VT_1 , VT_2 , конденса-



Рис 17.5. Схемы последовательного включения полумостовых усилителей мощности

торах C_1 , C_2 и диодах $VD_1 - VD_4$, а второй — на элементах VT_3 , VT_4 , C_3 , C_4 и $VD_5 - VD_8$. Оба УМ включены последовательно по отношению к источнику входного питающего напряжения U_0 и работают на общий трансформатор TV с двумя первичными обмотками w_1 'и w_1 ", каждая из которых подключена к соответствующему УМ. Автоматическое выравнивание напряжения питания на каждом УМ достигается за счет того, что конденсаторы с большим напряжением, например C_1 и C_2 верхнего по схеме УМ, разряжаются под действием коллекторных токов транзисторов VT_1 и VT_2 , а конденсаторы с меньшим напряжением (C_3 и C_4) нижнего по схеме УМ заряжаются через диоды VD_5 и VD_6 . Последнее объясняется тем, что амплитуда напряжения на обмотках w_1 ' и w_1 ", имеющих равное число витков, превышает в рассматриваемом случае напряжение на конденсаторе C_3 или C_4 , вследствие этого через диоды VD_5 или VD_6 протекают им-пульсы выравнивающего тока.

Поскольку импульсы выравнивающего тока протекают через первичную обмотку трансформатора и являются частью импульсов коллекторного тока транзисторов УМ (в рассматриваемом примере VT_1 и VT_2), возникает необходимость ограничения их амплитуды, что является существенным недостатком рассматриваемой схемы. Для ограничения выравнивающего тока последовательно с первичными обмотками w_1' и w_1'' включают дроссели L_1 и L_2 . Для возвращения в источник питания энергии, накопленной в дросселях, введены диоды VD_3 , VD_4 , VD_7 , VD_8 . К недостаткам схемы можно отнести то, что из-за разбросов времени выключения транзисторов может оказаться открытым только один из транзисторов УМ и через него потечет удвоенное значение тока коллектора. К достоинствам схемы УМ на рис. 17.5, *а* следует отнести применение только одного трансформатора с числом первичных обмоток, равных числу последовательно включенных УМ, одного выходного выпрямителя (VD_9 , VD_{10}) и сглаживающего фильтра (L_{ϕ}, C_{ϕ}).

На рис. 17.5, б показано последовательное включение двух полумостовых УМ, каждый из которых нагружен на свой трансформатор (TV_1 , TV_2). Крайние выводы вторичных обмоток трансформаторов TV_1 , TV_2 через выпрямительные диоды VD_5 , VD_7 и VD_6 , VD_8 объединены, а их средние выводы соединены между собой. В этой схеме автоматическое выравнивание напряжений на каждом усилителе обеспечивается за счет протекания тока первичной обмотки трансформатора только в том полумостовом УМ, который находится под большим напряжением питания. Это обусловлено большей амплитудой напряжения на его вторичной обмотке и протеканием тока нагрузки только через те выпрямительные диоды, которые связаны с этой вторичной обмоткой. При этом происходит разряд конденсаторов делителя полумостового УМ с большим напряжением питания и заряд конденсаторов делителя полумостового УМ с меньшим напряжением питания. Такой процесс протекает до выравнивания напряжения питания на обоих усилителях. В процессе выравнивания напряжений на последовательно включенных УМ коллекторный ток транзисторов УМ с большим напряжением питания может вдвое превышать значение, которое установится после выравнивания напряжений. Подобное явление возникает из-за разбросов времени выключения транзисторов УМ, что приводит к протеканию суммарного тока первичных обмоток трансформаторов через оставшийся еще включенным транзистор УМ, и является недостатком схемы.

В схеме на рис. 17.5, б не требуется включения линейных дросселей последовательно с первичными обмотками трансформаторов и соответствующих рекуперирующих диодов. Она наиболее часто применяется в ИПБВ.

Формулы для расчета частоты преобразования f_n , приведенные в [59, гл. 9], получены применительно к низковольтным преобразователям и не учитывают специфику высоковольтных УМ, используемых в ИПБВ. Выбор частоты преобразования f_n , кГц, в преобразователях для ИПБВ проводится с учетом времени спада коллекторного тока транзисторов УМ t_{cn} , мкс, по следующим эмпирическим формулам:

для двухтактного УМ

$$f_{\rm f} \approx 10/t_{\rm cn}$$
; (17.15)

для однотактного УМ

$$f_{\rm fr} \approx 20/t_{\rm cn}.$$
 (17.16)

Особенности выбора (расчета) выходного трансформатора. Расчет трансформатора проводится по методике, изложенной в [59, гл. 3], с учетом особенности их работы в ИПБВ. Для трансформаторов усилителей мошности рекомендуется применять магнитопроводы из феррита НМ2000. На частотах 10–60 кГц они обладают малыми потерями и достаточно высокой магнитной проницаемостью. Наиболее часто используются Ш-образные и кольцевые магнитопроводы.

Глава 17. Источники питания с бестрансформаторным входом

Кольцевые магнитопроводы обеспечивают повторяемость электрических параметров трансформаторов в серийном производстве и малую индуктивность рассеяния. Трансформаторы на Ш-образных магнитопроводах отличаются высокой технологичностью и меньшей трудоемкостью изготовления и наиболее предпочтительны при крупносерийном производстве.

Для трансформаторов полумостовых и мостовых УМ индукция не должна превышать 0,2T, а для однотактных УМ с прямым включением диода значение $B_m - B_0$ не должно превышать 0,15T. Лучшим магнитопроводом для УМ с обратным включением диода и УМ смешанного типа, частота преобразования которых лежит в диапазоне 10-60 кГц, являются магнитопроводы из пресс-пермаллоя типов МП-140 и МП-250, которые обладают малыми потерями в диапазоне частот до 100 кГц. Индуктивность первичной обмотки трансформатора УМ с обрат-

ным включением диода

$$L_{\rm T} \approx \frac{U_0^2 \min_{\mu} t_{\mu} \max_{\mu} \gamma_{\rm max} \eta_{\mu}}{2P_{\mu}}.$$
 (17.17)

Для расчетов значение η_и может быть принято равным 0,6. Максимальное приращение индукции в магнитопроводе и число витков первичной обмотки трансформатора связаны соотношением

$$\Delta B = 10^4 U_{0 \min} t_{\mu \max} / S_c w_1. \tag{17.18}$$

Коэффициент трансформации трансформаторов однотактного УМ с прямым включением диода и мостового

 $n = w_2/w_1 \approx (1, 1U_{\rm H} + r_L I_{\rm H} + \gamma_{\rm max} U)/\gamma_{\rm max} U_{0 {\rm min}}.$ (17.19) Для полумостового УМ значение *n*, полученное по формуле (17.19), необходимо удвоить.

Коэффициент трансформации трансформатора однотактного УМ с обратным включением диода

(17.20)

 $n \approx (1 - \gamma_{\text{max}}) U_{\text{H}} / \gamma_{\text{max}} U_{0 \text{ min}}.$ (17.20) Дроссели выходных сглаживающих фильтров ИПБВ изготовляются также на магнитопроводе из МП-140 или МП-250. Рекомендуется использовать также дроссели типа Д13, работающие на частотах до 100 кГи.

17.3. Режим работы силовых транзисторов и их базовые цепи

Режим работы силовых транзисторов. Обеспечение безопасных режимов работы мощных высоковольтных транзисторов является основным условием надежной работы ИПБВ. Для этого транзисторы должны не только работать в режимах, не превышающих предельно допустимые, но и иметь достаточные запасы по напряжению, току и рассеиваемой мощности.

Уменьшение рассеиваемой мощности при включении транзистора достигается за счет введения форсирующих цепей. которые обеспечивают подачу на время включения транзистора входного базового тока с крутым фронтом, превышающего в 1,7–2,2 раза его установившееся значение. Примеры включения форсирующей RC-цепочки показаны на рис. 17.6, a, b.



Рис. 17.6. Схемы включения форсирующих и смещающих цепей транзисторов усилителей мощности

Потери мощности в транзисторах существенно возрастают, если время нарастания коллекторного тока в них в 2 раза и более меньше времени восстановления обратного сопротивления силовых диодов выпрямителя на выходе УМ. В этом случае [99], как известно, образуется короткое замыкание выходной обмотки трансформатора, и коллекторный ток транзистора может в 1,5–3 раза превысить установившееся значение, а рабочая точка транзистора может выйти за пределы области безопасных режимов. Для устранения этого явления необходимо в выпрямителях применять быстродействующие силовые диоды (например, с барьером Шотки или с тонкой базой) или включать последовательно с первичной обмоткой трансформатора линейный дроссель с индуктивностью

$$L \approx U_{0\max} t_{BOC.OGP} / I'_{KH}. \tag{17.21}$$

Если дроссель включается последовательно со вторичной обмоткой, то

$$L \approx U_{2m} t_{\text{BOC.OGP}} / I_{\text{H max}}.$$
 (17.22)

Уменьшение рассеиваемой мощности при выключении транзистора обеспечивается за счет удержания на коллекторе транзистора УМ небольшого напряжения на время спада коллекторного тока, которое осуществляется с помощью параллельно подключаемых к транзистору конденсатора или диода, как показано на рис. 17.6, *в* [89]. На конденсаторе *C*, подключенном к коллектору транзистора *VT* через цепочку R_1 , VD_1 , при включенном транзисторе устанавливается напряжение $U_{K \ni \text{ нас}}$. Скорость нарастания напряжения на коллекторе при закрывании транзистора, определяемая скоростью заряда конденсатора *C*, выбирается меньше скорости спада коллекторного тока, это обеспечивает существенное снижение мощности потерь на транзисторе.

Емкость конденсатора рассчитывается по формуле

$$C \approx 0.5 I'_{\text{K} \text{ s}} t_{\text{сп max}} / U_{0 \text{ min}}.$$
 (17.23)

Сопротивление резистора выбирается из условия

$$R_1 \le t_{\text{Hmin}} / 2, 2 C.$$
 (17.24)

К недостаткам этого способа следует отнести дополнительные потери мощности на резисторе R_1 , затягивание времени размагничивания трансформатора в однотактных УМ с прямым включением диода и увеличение коллекторного тока при открывании транзисторов УМ за счет тока заряда конденсатора. Сдвиг между фронтами напряжения $U_{K\ni}$ и тока I_{κ} во времени при выключении транзистора в схеме на рис. 17.6, в обеспечивается также за счет введения обмотки w_2 , диодов VD_2 и VD_3 и резистора R_2 . При открытом транзисторе VT через диод VD_2 протекает ток I_{np} в прямом направлении под действием напряжения на обмотке из трансформатора TV, которое в несколько раз превышает напряжение $U_{K \ni \text{ нас}}$ транзистора VT. Ток $I_{\text{пр}}$ ограничен резистором R_2 и равен 0,11_{Кнас}. Во время выключения транзистора увеличивается коллекторное напряжение на нем, вследствие этого через диод VD_2 , обмотку w_2 и диод VD_3 начинает протекать ток, равный разности тока первичной обмотки w₁ и коллектора тока VT.

В течение времени $t_{\text{вос.обр}}$ диода VD_2 напряжение на коллекторе транзистора VT примерно равно сумме напряжений на обмотке w_2 и падению напряжения на диоде VD_3 . Если $t_{\text{вос обр}}$ диода VD_2 равно или больше времени спада $t_{\text{сп}}$ тока I_{K} , то на коллекторе VT выделится незначительная мощность, а его рабочая точка не выйдет из ОБР. Этот способ снижает в 15–20 раз мощность потерь на транзисторе при выключении.

Выбор диода VD_2 необходимо производить с учетом параметров и режима работы силового транзистора *TV*, $t_{\text{вос обр}} \ge 1, 2-1, 5 t_{\text{сп}}$, а обратное напряжение $U_{\text{обр max}} \ge U_{\text{K} \ni \text{w}}$.

17.4. Устройства управления усилителями мощности

Задающие генераторы. Основой схемы управления транзисторами УМ является задающий генератор, который формирует импульсные напряжения для управления базовыми цепями транзисторов УМ. Генераторы выполняются на основе автогенераторов или генератора тактовой частоты и синхронизируемого ими автогенератора или триггера. На выходе ЗГ, предназначенного для работы с полумостовыми или мостовыми УМ, включается трансформатор. Управление однотактным УМ от ЗГ может осуществляться и без трансформатора. В зависимости от типа схемы управления выходное напряжение ЗГ может иметь форму меандра, усеченного меандра с паузой на нуле и несимметричного импульсного напряжения.

Задающие генераторы с выходным напряжением в форме меандра могут выполняться с насыщающимся магнитным элементом, с времязадающими *RC*-цепями или последовательным *LC*-контуром. Наиболее простой схемой ЗГ является генератор Роэра, схема которого приведена на рис. 17.7. Частота колебаний генератора определяется по формуле (9.9) [59]. Стабильность частоты зависит от напряжения питания U_0 и индукции насыщения сердечника трансформатора B_s .

На рис. 17.8 приведена схема ЗГ, выполненная на основе симметричного мультивибратора. Здесь диоды VD_1 и VD_2 служат для развязки цепей коллекторных нагрузок транзисторов VT_1 и VT_2 от цепей перезаряда времязадающих конденсаторов C_1 и C_2 , что уменьшает реакцию нагрузки на стабильность частоты. Переменный резистор R_p служит для симметрирования полуволн выходного напряжения, несимметрия которых обусловлена разбросом постоянных времени ($R_3 + R_p$) C_1 и R_4 C_2 и разбросом параметров транзисторов. Диоды VD_3 и VD_4 служат для зашиты перехода база — эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2 от отрицательных перепадов напряжения, возникающих в точках соединения C_1 и R_3 , C_2 и R_4 . Частота следования импульсов генератора

$$f \approx 1, 4/R_1C_1.$$
 (17.25)

Схема на рис. 17.8 может работать на частотах до 200 кГц с нестабильностью 5-10%, ее целесообразно применять в ИПБВ с выходной мощностью до 50 Вт.



с насыщающимся трансформатором на мультивибраторе



Для более мощных устройств рационально использовать схему на рис. 17.9 [21], в которой коллекторной нагрузкой транзисторов мультивибратора VT_2 и VT_3 являются резисторы R_1 и R_{10} , определяющие токи баз транзисторов VT_1 и VT_4 двухтактного усилителя с трансформаторным выходом. Эта схема может использоваться как автономный маломощный преобразователь на частотах до 200 кГц. Через диоды VD_2 и VD_6 осуществляется управление транзисторами VT_1 и VT_4 . Частота преобразования определяется по формуле (17.25). Если в транзисторах VT_1 и VT_4 $t_{выкл} \ge 0,1$ мкс, то необходимо принимать меры по устранению сквозных токов.

В схеме ЗГ на рис 17.9 вместо мультивибратора может применяться триггер, синхронизируемый импульсами собственного генератора тактовой частоты или импульсами внешней синхронизации. Большая стабильность частоты реализуется в ЗГ с последовательным *LC*-контуром в цепи положительной обратной связи (рис 17.10).

При работе генератора в LC-контуре, обладающем высокой добротностью, протекает переменный синусоидальный ток. Переключение транзисторов происходит в момент времени, когда ток в цепи LC-контура снижается до значения, при котором ранее открытый транзистор выходит из режима насыщения. Трансформатор TV в схеме должен работать в ненасыщенном



Рис 17.9. Схема задающего генератор с повышенной выходной мошностью



Рис. 17.10. Схема задающего генератора с LC-контуром

режиме. К достоинствам ЗГ следует отнести ее простоту, достаточно высокую стабильность частоты (порядка 1%).

Частота колебаний ЗГ определяется по формуле

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}.$$
 (17.26)

Схему с *LC*-контуром рекомендуется применять в ИПБВ с выходной мошностью не более 200 Вт. Более сложные схемы ЗГ приведены в [59].

Модуляторы длительности импульсов. Модуляторы длительности импульсов (МДИ) вырабатывают последовательность импульсов, длительность которых изменяется в зависимости от изменения входного сигнала цепи обратной связи.

Последовательность импульсов с выхода МДИ может быть использована для непосредственного формирования сигналов управления транзисторами в однотактных УМ или для получения на выходе ЗГ двух напряжений, сдвиг по времени между которыми изменяется в соответствии с входным управляющим напряжением. Чаще всего с помощью МДИ на выходе ЗГ формируется напряжение с паузой на нуле, длительность которой должна изменяться в соответствии с входным управляющим напряжением.

По принципу действия МДИ разделяются на интегрирующие и с управлением по амплитудному напряжению.

На рис. 17.11, а приведена схема МДИ интегрирующего типа на одновибраторе, а эпюры напряжения в характерных точках, обозначенных на схеме, приведены на рис. 17.11, б.



Рис. 17.11. Схема модулятора длительности импульсов: *а* — интегрирующего типа; *б* – эпюры напряжений в точках *I* – *3* схемы

Максимальная длительность импульсов одновибратора получается при закрытом транзисторе VT_1 In m

$$a_{\rm ax} \approx 0.7 R_3 C_1 \le 0.8 T_{\rm H}. \tag{17.27}$$

Минимальная длительность импульсов одновибратора

$$t_{\rm trimin} \approx 0.7 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C_1.$$
 (17.28)

Если время выключения транзистора VT_3 соизмеримо с длительностью импульса, рассчитанной по формуле (17.28), то его надо учитывать при определении $t_{\mu \min}$.

Если требуется получить максимальную длительность импульса, близкую к периоду колебаний T_n , то необходимо использовать схему МДИ, приведенную на рис. 17.12.



Рис. 17.12. Схема модулятора длительности импульсов интегрирующего типа, обеспечивающая максимальный коэффициент заполнения

В ней запуск одновибратора осуществляется с помощью вспомогательного транзистора VT, который под действием положительных синхронизирующих импульсов обеспечивает восстановление напряжения на конденсаторе C_1 до значения, близкого к U_{n1} . Это препятствует появлению сбоев в работе одновибратора при длительности импульсов, близкой к величине периода. Напряжение вспомогательного источника U_{n2} должно быть не менее U_{n1} .

Другая схема МДИ интегрирующего типа приведена на рис. 17.13, *а*. Эпюры напряжений в точках схемы МДИ, обозначенных цифрами *I*, *2* и *3*, приведены на рис. 17.13, *б*. На время действия синхроимпульса положительной полярности, длительность которого t_c обычно выбирается не более 0,05*T*, транзистор VT_1 переходит в насыщенное состояние и конденсатор C_1 через резистор R_3 , диод VD_1 и переход база — эмиттер транзистора VT_3 заряжается до напряжения $U_n - (U_{np} + U_{\text{БЭ}})$.



Рис. 17.13 Схема модулятора длительности импульсов: *а* — интегрирующего типа с разрядным транзистором; *б* — эпюры напряжений в точках *l* — *3* схемы

После окончания синхроимпульса транзисторы VT_1 , VT_3 и VT_4 запираются и начинается процесс формирования импульса. Конденсатор C_1 разряжается до напряжения, при котором открываются транзисторы VT_3 и VT_4 и процесс формирования импульса заканчивается. Конденсатор $C_2 = 0, 1C_1$ ускоряет процесс отпирания транзисторов VT_3 и VT_4 . Максимальная длительность импульсов достигается при закрытом транзисторе VT_2

$$t_{\rm in\,max} \approx 0.7 R_6 C_1. \tag{17.29}$$

Сопротивление резистора R_5 необходимо выбирать из условия $R_5 \ge 5R_2$, а $R_3 \le 1,5h_{219 \min}R_{6}$ где $h_{219 \min}$ — коэффициент передачи транзистора VT_3 .

Минимальная длительность импульсов

$$t_{\mu \min} \approx 0.7 R_5 C_1$$
 (17.30)

Максимальный коэффициент заполнения импульсов

$$\gamma_{\max} \approx (T_{\pi} - t_{\mu\min}) T_{\pi}. \tag{17.31}$$

Модуляторы интегрирующего типа следует применять в тех случаях, когда необходимо реализовать высокие фильтрующие свойства стабилизирующего транзисторного преобразователя, а длительность импульсов на выходе МДИ не требуется уменьшать до нуля.
Модуляторы длительности импульсов с управлением по амплитудному напряжению выполняются с применением генератора пилообразного напряжения (ГПН) и нуль-органа.

На рис. 17.14, *а* приведена такая схема МДИ, а на рис. 17.14, $\delta - \partial -$ эпюры напряжений в ней. Здесь в качестве нуль-органа используется операционный усилитель *DA*. В ГПН входят конденсатор *C*₁, выпрямитель *B* и резистор *R*_р. При прямоугольной форме напряжения *U*_{вх} на резисторе *R*_р выделяется пилообразное напряжение (рис. 17.14, *в*), среднее значение которого равно ам-



Рис. 17.14. Модулятор длительности импульсов: *a* — схема с генератором несимметричного пилообразного напряжения; *б*—*d* — эпюры напряжений

плитуде напряжения на обмотке w_2 . Если нелинейность выходного напряжения также не должна превышать 10%, то двойная амплитуда пилообразного напряжения также не должна превышать 10% амплитуды импульсов на обмотке w_2 , а величина R_pC_1 должна быть не менее $5T_u$. Частота повторения треугольных импульсов на выходе ГПН в 2 раза превышает частоту следования импульсов на обмотке w_2 . Двойная амплитуда импульсов на выходе ГПН при $R_pC_1 \ge 5T_u$ связана с амплитудой импульсов на обмотке w_2 соотношением

$$2U_{\rm nwn} = U_{\rm w2}T_{\rm n} / 2R_{\rm p}C_{\rm l}.$$
 (17.32)

На рис. 17.15, *а* приведена схема ГПН, которая обеспечивает на выходе симметричное пилообразное напряжение (рис. 17.15, *в*), среднее значение которого при симметричном прямоугольном входном напряжении равно нулю. Для обеспечения нелинейности пилообразного напряжения, не превыша-



Рис. 17.15. Модулятор длительности импульсов: *a* — схема с генератором симметричного пилообразного напряжения; *б*-*г* — эпюры напряжений

ющего 10%, необходимо, чтобы $R_pC_1 \ge 5T_n$. При этом двойная амплитуда выходного напряжения может быть определена по формуле (17.32). Частота следования симметричных треугольных импульсов на выходе МДИ равна частоте входного напряжения. В схемах МДИ на рис. 17.14 и 17.15 коэффициент заполнения управляющих импульсов может изменяться от 0 до 1.

При выборе схемы МДИ следует исходить из того, что если требуется получить коэффициент стабилизации ИПБВ, не превышающий 30, то можно использовать как интегрирующий МДИ, так и модулятор с управлением по амплитудному напряжению. При необходимости обеспечить коэффициент стабилизации более 30 следует применять МДИ интегрирующего типа.

Базовые цепи силовых транзисторов играют определяющую роль в формировании траектории рабочей точки транзисторов УМ, от которой зависят динамические потери мощности.

Схема базовой цепи на рис. 17.16, *а* [74] используется в мощных ИПБВ с мостовым или полумостовым усилителем. Этюры напряжений в базовой цепи одного транзистора УМ приведены

на рис. 17.16, δ —*г*. Для управления транзисторами УМ используют два трансформатора (VT_1 и VT_2), обмотки которых (w_{21} и w_{22}) соединяют через диоды VD_1 и VD_2 параллельно. Длительность открывающих импульсов равна времени перекрытия положительных полуволн прямоугольного напряжения U'_{BX1} и U'_{BX2} . Изменяя



Рис. 17.16. Схема базовой цепи транзисторов мостовых и полумостовых усилителей мощности

время перекрытия положительных импульсов напряжения $U'_{\rm BX1}$ и $U'_{\rm BX2}$, можно изменять длительность открывающих импульсов и обеспечить тем самым широтно-импульсную модуляцию. При формировании управляющего напряжения для другого транзистора из напряжений, сдвинутых по времени относительно $U'_{\rm BX1}$ и $U'_{\rm BX2}$ соответственно на половину периода, образуется последовательность управляющих импульсов, сдвинутых на половину периода относительно последовательности управляющих импульсов, образованной из $U'_{\rm BX1}$ и $U'_{\rm BX2}$.

Из эпюр на рис. 17.16, б и в видно, что по окончании положительного импульса $U_{\rm bx2}$ следует отрицательный перепад управляющего напряжения $U_{\rm b3}$ (рис. 17.16, c), который используется для форсированного запирания транзисторов УМ.

Минимальное значение запирающего напряжения равно $(U'_{\rm Bx1,2} - U_{\rm III})$, а максимальное $(U'_{\rm Bx1} + U'_{\rm Bx2})$. Амплитуды импульсов $U'_{\rm Bx1}$ и $U'_{\rm Hx2}$ выбираются, как правило, равными, причем сумма напряжений $(U'_{\rm Bx1} + U'_{\rm Bx2})$ не должна превышать 0,7 $U_{\rm DB}$ max.

Минимальный ток базы

$$I_{\rm b min} \approx (U_{\rm Bx1} + U_{\rm bx2} - U_{\rm b \Im max})/R_1.$$
 (17.33)

Сопротивление резистора R_2 выбирается из условия $R_2 \approx R_1/(2-3),$ (17.34)

а емкость форсирующего конденсатора $C_1 \approx 0.35 \cdot 10^{-6} / R_2$. (17.35)

На рис. 17.17, *а* приведена схема базовой цепи транзисторов УМ, рассчитанных на выходную мощность 70–200 Вт.



Рис. 17.17. Схема базовой цепи транзисторов мощных однотактных усилителей

Эпюры напряжений в схеме приведены на рис. 17.17, *б*, *в*. Входное напряжение базовой цепи $U_{\rm вx}$ формируется в однотактной схеме управления, которая должна обеспечивать протекание форсирующего запирающего тока на начальном участке отрицательной полуволны управляющего напряжения.

Диод VD_1 служит для подключения перехода база — эмиттер транзистора УМ непосредственно ко вторичной обмотке трансформатора TV при отрицательной полуволне управляющего напряжения. Амплитуду импульса положительной полярности (отпирающего импульса) на входе схемы базовой цепи $U'_{вх}$ выбирают в пределах (3,5–5) В, а амплитуду запирающих импульсов — в пределах (0,5–0,71) $U_{ЭБ max}$. Емкость форсирующего конденсатора C_1 рассчитывается по формуле (17.35). Амплитуда импульсов запирающего тока в этой схеме также определяется экспериментально. Для ограничения запирающего тока последовательно с диодом VD_1 включают резистор.

На рис. 17.18, *а* приведена схема базовой цепи для мостовых и полумостовых УМ, рассчитанных на выходную мощность 70—200 Вт; эпюры напряжений в ней приведены на рис. 17.18, *б. в.* При поступлении на вход импульса положительной полярности (рис 17.18, *б*) транзистор VT_2 закрывается, поскольку сопротивления резисторов R_3 и R_4 выбираются такими, чтобы напряже-

ние эмиттер — база VT_2 было близко к нулю. При уменьшении напряжения $U_{\rm BX}$ до нуля транзистор VT_2 открывается под действием напряжения на резисторе R_4 , который подключен к дополнительному источнику отрицательного напряжения, выполненному на диоде VD_1 и конденсаторе C_2 .



Рис. 17.18. Схема базовой цепи транзисторов мостовых и полумостовых усилителей мощностью 70-200 Вт

Это обеспечивает форсированное запирание транзистора VT_1 . Коллекторный ток транзистора VT_2 , являющийся запирающим током для транзистора VT_1 (при $R_4 = 10R_2$ и значении h_{215} транзистора VT_2 , равном 15) достигает в первый момент времени значения, примерно равного значению отпирающего тока транзистора VT_1 . На время действия на входе схемы отрицательных импульсов конденсатор C_2 заряжается до напряжения, примерно равного ($U'_{\rm bx} - U_{\rm np}$). Емкость конденсатора C_2 рассчитывается по формуле

$$C_2 \ge U'_{\rm BX} T_{\rm D} / 4R_2 \ U_{\rm c} \sim .$$
 (17.36)

Для надежного запирания транзистора VT_2 резисторы R_3 и R_4 выбираются из условия

$$R_3/R_4 \approx 1 - U_{\Im b}/U'_{BX}$$
. (17.37)

Ток подзаряда конденсатора C_2 не должен превышать допустимого значения $I_{\rm up}$ для диода VD_1 ; при необходимости его можно ограничить резистором, включенным последовательно с диодом VD_1 . К достоинствам схемы на рис. 17.18, *а* следует отнести ее простоту, наличие только одного трансформатора.

Методика и пример расчета источника питания с бестрансформаторным входом приведена в [59].

Контрольные вопросы

1. Нарисуйте общую структурную схему источника питания с бестрансформаторным входом и покажите ее разновидности. Поясните их работу.

2. Изобразите схемы входных выпрямителей источников питания с бестрансформаторным входом. Поясните особенности построения, выбор сопротивления ограничительного резистора R_{orp} и емкости конденсатора сетевого выпрямителя C_0 .

3. Изложите работу однотактных транзисторных усилителей мощности (рис. 17.3) в ИПБВ. Укажите область их применения.

4. Поясните работу двухтактных транзисторных усилителей мощности (рис. 17.4) в ИПБВ. Область их применения.

5. Перечислите достоинства и недостатки и поясните работу усилителя мощности по схеме с последовательным включением полумостовых усилителей мощности (рис. 17.5).

6. Приведите примеры схем включения форсирующих и смещающих цепей транзисторов усилителей мощности (рис. 17. 6) и поясните режим работы силовых транзисторов ИПБВ.

7. В чем состоят особенности построения задающих генераторов устройств управления усилителями мощности на примере схем, приведенных на рис. 17.7–17.10?

8. Обоснуйте назначение и принцип действия модуляторов длительности импульсов.

9. Поясните работу МДИ интегрирующего типа по схеме на рис. 17.11, а, б.

10. Каковы особенности построения и работы МДИ интегрирующего типа с максимальным коэффициентом заполнения (рис. 17.12, 17.13). Область применения.

11. В чем состоят особенности работы МДИ с управлением по амплитудному напряжению на примере схемы по рис. 17.14, 17.15. Область применения схемы.

12. Поясните роль и работу базовых цепей силовых транзисторов усилителей мощности.

13. Укажите особенности работы схемы базовой цепи транзисторов мостовых и полумостовых усилителей мощности (рис. 17.16).

14. Изложите работу схемы базовой цепи транзисторов однотактных усилителей мощности (рис. 17.17).

15. Поясните принцип работы схемы (рис. 17.18) базовой цепи транзисторов мостовых и полумостовых усилителей мощности.

Литература

1. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Советское радио, 1980. — 224 с.

2. *Алиев И. И.* Электротехнический справочник. — 4-е изд., испр. — М.: ИП РадиоСофт, 2002. — 384 с.

3. Аналоговые интегральные микросхемы. Справочник / Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин и др. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с.

4. *Андреев В. С.* Теория нелинейных электрических цепей. — М.: Связь, 1972. — 328 с.

5. Арсеньев Г. Н., Градов И. И. Основы теории цепей: практикум: учеб. пособие / Под ред. Г. Н. Арсеньева. — М.: ИД «ФО-РУМ»: ИНФРА-М, 2007. — 336 с.

6. Арсеньев Г. Н., Деркач В. В. Радиосистемы управления: учебник для вузов Космических войск по направлению «Радиотехника» / Под ред. Г.Н. Арсеньева. — М.: МВИРЭ КВ, 2005. — 404 с.

7. Арсеньев Г. Н., Деркач В. В. Автоматические устройства радиоэлектронных систем: учеб. пос. для вузов по направлению «Радиотехника». — М.: Радиотехника, 2006. — 408 с.

8. Арсеньев Г. Н., Зайцев Г. Ф. Радиоавтоматика: учебник для вузов по направлению «Радиотехника». В 2-х ч. — Ч. I: Теория линейных непрерывных систем автоматического управления РЭС. — М.: Радиотехника, 2008. — 476 с.

9. Арсеньев Г. Н., Зайцев Г. Ф. Радиоавтоматика: учебник для вузов по направлению «Радиотехника». В 2-х ч. Ч. II: Теория дискретных и оптимальных систем автоматического управления РЭС. — М.: Радиотехника, 2008. — 476 с.

10. Арсеньев Г. Н., Зайцев Г. Ф. Техническая кибернетика. Теория автоматического управления и регулирования систем РЭТ. Ч. 1: Линейные непрерывные системы. — М.: МВУРЭ ПВО, 1996. — 296 с.

11. Арсеньев Г. Н., Зайцев Г. Ф. Техническая кибернетика. Теория автоматического управления и регулирования систем РЭТ. Ч. II: Нелинейные и оптимальные системы. — М.: МВУРЭ ПВО, 1995. — 504 с. 12. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Ч. І: Линейные электрические цепи. 4-е изд. — М.: Энергия, 1970. — 592 с.

13. Атабеков Г. И., Тимофеев А. Б., Хухриков С. С. Теоретические основы электротехники. Ч. II: Нелинейные цепи. — М.: Энергия, 1970. — 232 с.

14. А. с. № 418947 СССР. Тиристорный стабилизатор напряжения постоянного тока / Г. П. Затикян. — Опубл. в БИ. 1974. № 10.

15. А. с. № 598051 СССР. Стабилизированный источник постоянного напряжения / Г. П. Затикян, С. В. Левинзон. — Опубл. в БИ. 1978. № 10.

16. Александров Ф. И., Сиваков А. Р. Импульсные полупроводниковые преобразователи и стабилизаторы постоянного напряжения. — Л.: Энергия, 1970. — 188 с.

17. А. с. № 905804 СССР. Стабилизатор постоянного тока / В. В. Тихонов, А. С. Христианов, М. А. Баукин. — Опубл. в БИ. 1982. № 6.

18. А. с. № 828375 СССР. Кольцевой автогенератор / И. Г. Фильцер, В. И. Махов, Г. С. Найвельт, А. В. Киселев. — Опубл. в БИ. 1981. № 17.

19. А. с. № 970588 СССР. Предоконечный каскад блока управления мощным переключающим транзистором / И. Г. Фильцер, Г. С. Найвельт, А. В. Киселев — Опубл. в БИ. 1982. № 40.

20. А. с. № 509962 СССР. Двухтактный транзисторный ивертор / Л. Н. Шаров. — Опубл. в БИ. 1976. № 13.

21. А. с. № 828338 СССР. Стаблизированный конвертор/ Л. Н. Шаров. — Опубл. в БИ. 1981. № 17.

22. А. с. № 694957 СССР. Стабилизированный источник питания / Ю. Г. Дычко, В. А. Попов. — Опубл. в БИ. 1979. № 40.

23. А. с. № 483777 СССР. Понижающий конвертор / Л. Н. Шаров. — Опубл. в БИ. 1975. № 33.

24. А. с. № 860233 СССР. Стабилизированный конвертор / В. В. Захаров, А. Ф. Сукач, Г. С. Найвельт. — Опубл. в БИ. 1981. № 32.

25. А. с. № 758425 СССР. Стабилизированный конвертор/ В. В. Захаров, А. Ф. Сукач, И. К. Васильева и др. — Опубл. в БИ. 1980. № 31.

26. А. с. № 428519 СССР. Трехфазный управляемый выпрямитель / Г. П. Затикян. — Опубл. в БИ. 1974. № 18.

27. А с. № 301802 СССР. Шестифазный источник питания / А. Г. Виленкин, Ю. Н. Шуваев. — опубл. в БИ. 1971. № 14.

28. А. с. № 547017 СССР. Многофазный выпрямитель/ Ю. Н. Шуваев, А. Г. Виленкин. — Опубл. в БИ. 1977. № 6.

29. А. с. № 178891 СССР. Управляемый выпрямитель / М. И. Лапиров—Скобло, Г. П. Затикян. — Опубл. в БИ. 1965. № 4. 30. А. с. № 817913 СССР. Стабилизированный конвертор /

30. А. с. № 817913 СССР. Стабилизированный конвертор / В. В. Захаров, А. Ф. Сукач, Г. С. Найвельт. — Опубл. в БИ. 1981. № 12.

31. А. с. № 254584 СССР. Непрерывно-импульсный стабилизатор постоянного напряжения / Б. В. Горбачев. — Опубл. в БИ. 1969. № 32.

32. А. с. № 259180 СССР. Непрерывно-ключевой стабилизатор постоянного напряжения / Б. В. Горбачев, Ю. М. Лысяков. — Опубл. в БИ. 1970. № 2.

33. Ахметжанов А. А. Высокоточные системы передачи угла автоматических устройств: учеб. пособие для вузов. — М.: Энергия, 1975. — 288 с.

34. *Бальян Р. Х.* Трансформаторы для радиоэлектроники. — М.: Советское радио, 1971. — 214 с.

35. Белопольский И. И., Репин А. М. Христианов А. С. Стабилизаторы низких и милливольтных напряжений. — М.: Энергия, 1974. — 159 с.

36. *Белопольский И. И., Тихонов В. И.* Транзисторные стабилизаторы на повышенные и высокие напряжения. — М.: Энергия, 1971. — 78 с.

37. Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. — М.: Энергия, 1970. — 96 с.

38. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: учебник для электротехн., энерг., приборостроит. спец. вузов — 9-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1996. — 636 с.

39. Васильева И. К., Кузнецов С. А., Кофман Д. Б. Расчет потерь в стали при несинусоидальной форме кривой напряжения питания // Электротехника. 1970. № 11. С. 46–49.

40. Векслер Г.С. Сглаживающий фильтр с параллельным транзистором, управляемым с выхода // Радиотехника. 1966. № 12. С. 58-61.

41. Векслер Г. С., Тетельбаум Я. И. Электропитание радиоустройств: учеб. для вузов. — Киев: Техніка, 1966. — 384 с.

42. *Волгов В. А.* Детали и узлы РЭА. — М.: Энергия, 1977. — 656 с.

43. Волков Н. И., Миловзоров В. П. Электромашинные устройства автоматики: учеб. для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика». 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1986. — 335 с.

44. Вопросы оптимального проектирования магнитно-транзисторных преобразователей напряжения / Г.С. Найвельт, И.К. Васильева, Д.Б. Кофман, С.А. Кузнецов. В кн.: Магнитные элементы непрерывного действия. — М.: Наука, 1972. С. 31–37.

45. Выпрямление полупроводниковым диодом переменного напряжения прямоугольной формы повышенной частоты / Г. С. Найвельт, Э. М. Ромаш, Г. П. Вересов, И.К. Васильева. Сер. Полупроводниковые приборы и их применение; под ред. Я.А Федотова. — М.: Советское радио, 1969. Вып. 22. С. 185–203.

46. *Головацкий В. А.* Транзисторные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Советское радио, 1974. — 158 с.

47. *Горбач А. В.* Резонансные явления в импульсном стабилизаторе. Сер. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи; под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1974. Вып. 13. С. 143–148.

48. Модульный принцип конструирования ВИП с применением гибридно-пленочных сборок. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. Вып. 10. С. 46–54.

49. Глибицкий М. М., Мезенина И. С. Способ ограничения одностороннего насыщения трансформатора транзисторного преобразователя. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978. Вып. 10. С. 122–124.

50. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1967. — 243 с.

51. Динамические потери в преобразователе напряжения с переключающим трансформатором / И. К. Васильева, Г. П. Вересов, Г. С. Найвельт, Э. М. Ромаш. Сер. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи; под. ред. И. Ф. Николаевско-го. – М.: Связь, 1971. Вып. 7. С. 36–43.

52. Диоды и тиристоры / А. А. Чернышев, В. И. Иванов, В. Д. Галахов и др. Под общ. ред. А. А. Чернышева. 2-е изд. перераб. и доп. — М.: Энергия, 1980. —176 с.

53. Динамические характеристики магнитных материалов в звуковом диапазоне частот / С. А. Кузнецов, К.М. Тулепов, В. М. Кондратов и др. В кн.: Магнитные цифровые элементы. — М.: Наука, 1968. С. 232–240.

54. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока — М.: Советское радио, 1980. — 344 с. 55. Дульнев Г. Н., Тарновский Н. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. — Л.: Энергия, 1971. — 248 с.

56. Ермолаев Ю. П., Пономарев М. Ф., Крюков Ю. Г. Конструкции и технология микросхем / Под ред. Ю. П. Ермолаева. – М.: Советское радио, 1980. – 256 с.

57. *Журавлев А. А., Мазель К. Б.* Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. — М.: Энергия, 1974. — 89 с.

58. Захаров Ю. К. Сравнительный анализ двухтактного и однотактного стабилизированных преобразователей постоянного напряжения. ЭТвА / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1980. Вып. 11. С. 24–30.

59. Источник электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др.; Под ред. Г. С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1985. — 576 с.

60. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. — М.: Советское радио, 1969. — 448 с.

61. Источники вторичного элетропитания / С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др. Под ред. Ю. И. Конева. — М. Радио и связь, 1983. — 280 с.

62. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1968. — 117 с.

63. Интегральные микросхемы. Справочник / Б. В. Тарабрин, Л. Ф. Лунин, Ю. Н. Смирнов и др. Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Радио и связь, 1984. — 528 с.

64. *Иванов-Цыганов А. И.* Электротехнические устройства РЭС: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». 4-е изд., перараб. и доп. — М.: Высш. шк., 1991. — 272 с.

65. Каретникова Е. И., Рычина Т. А., Ермаков А. И. Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1973. — 180 с.

66. *Косов О. А.* Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. — М.: Энергия, 1971. — 431 с.

67. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. В 2-х ч. Ч. І Машины постоянного тока. Трансформаторы: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. Изд. 3-е, перераб. — Л.: Энергия. 1972. — 544 с.

68. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. В 2-х ч. Ч.П. Электрические машины: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. — М.-Л.: Энергия. 1965. — 704 с. и телемеханика». 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1986. — 335 с.

44. Вопросы оптимального проектирования магнитно-транзисторных преобразователей напряжения / Г.С. Найвельт, И.К. Васильева, Д.Б. Кофман, С.А. Кузнецов. В кн.: Магнитные элементы непрерывного действия. — М.: Наука, 1972. С. 31–37.

45. Выпрямление полупроводниковым диодом переменного напряжения прямоугольной формы повышенной частоты / Г. С. Найвельт, Э. М. Ромаш, Г. П. Вересов, И.К. Васильева. Сер. Полупроводниковые приборы и их применение; под ред. Я.А Федотова. — М.: Советское радио, 1969. Вып. 22. С. 185–203.

46. *Головацкий В. А.* Транзисторные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Советское радио, 1974. — 158 с.

47. *Горбач А. В.* Резонансные явления в импульсном стабилизаторе. Сер. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи; под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1974. Вып. 13. С. 143–148.

48. Модульный принцип конструирования ВИП с применением гибридно-пленочных сборок. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. Вып. 10. С. 46–54.

49. Глибицкий М. М., Мезенина И. С. Способ ограничения одностороннего насыщения трансформатора транзисторного преобразователя. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978. Вып. 10. С. 122–124.

50. Давидов П. Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов. — М.: Энергия, 1967. — 243 с.

51. Динамические потери в преобразователе напряжения с переключающим трансформатором / И. К. Васильева, Г. П. Вересов, Г. С. Найвельт, Э. М. Ромаш. Сер. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи; под. ред. И. Ф. Николаевско-го. – М.: Связь, 1971. Вып. 7. С. 36–43.

52. Диоды и тиристоры / А. А. Чернышев, В. И. Иванов, В. Д. Галахов и др. Под общ. ред. А. А. Чернышева. 2-е изд. перераб. и доп. — М.: Энергия, 1980. —176 с.

53. Динамические характеристики магнитных материалов в звуковом диапазоне частот / С. А. Кузнецов, К.М. Тулепов, В. М. Кондратов и др. В кн.: Магнитные цифровые элементы. — М.: Наука, 1968. С. 232–240.

54. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока — М.: Советское радио, 1980. — 344 с. 55. Дульнев Г. Н., Тарновский Н. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. — Л.: Энергия, 1971. — 248 с.

56. Ермолаев Ю. П., Пономарев М. Ф., Крюков Ю. Г. Конструкции и технология микросхем / Под ред. Ю. П. Ермолаева. – М.: Советское радио, 1980. – 256 с.

57. Журавлев А. А., Мазель К. Б. Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах. — М.: Энергия, 1974. — 89 с.

58. Захаров Ю. К. Сравнительный анализ двухтактного и однотактного стабилизированных преобразователей постоянного напряжения. ЭТвА / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1980. Вып. 11. С. 24–30.

59. Источник электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др.; Под ред. Г. С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1985. — 576 с.

60. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. — М.: Советское радио, 1969. — 448 с.

61. Источники вторичного элетропитания / С.С.Букреев, В.А.Головацкий, Г.Н.Гулякович и др. Под ред. Ю.И.Конева. — М. Радио и связь, 1983. — 280 с.

62. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я. Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1968. — 117 с. 63. Интегральные микросхемы. Справочник / Б. В. Тарабрин,

63. Интегральные микросхемы. Справочник / Б. В. Тарабрин, Л. Ф. Лунин, Ю. Н. Смирнов и др. Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Радио и связь, 1984. — 528 с.

64. Иванов-Цыганов А. И. Электротехнические устройства РЭС: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». 4-е изд., перараб. и доп. — М.: Высш. шк., 1991. — 272 с.

65. *Каретникова Е. И., Рычина Т. А., Ермаков А. И.* Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1973. — 180 с.

66. Косов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения. — М.: Энергия, 1971. — 431 с.

67. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. В 2-х ч. Ч.І Машины постоянного тока. Трансформаторы: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. Изд. 3-е, перераб. — Л.: Энергия. 1972. — 544 с.

68. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. В 2-х ч. Ч.П. Электрические машины: учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений. — М.-Л.: Энергия. 1965. — 704 с. 69. Конструирование и расчет больших гибридных интегральных схем, микросборок и аппаратуры на их основе / Г. В. Алексеев, В. Ф. Борисов, Т. Л. Воробьева, и др. Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Радио и связь, 1981. — 216 с.

70. *Кулик Ю. А.* Электрические машины: учеб. пособие для втузов. — М.: Высш. шк., 1971. — 456 с.

71. *Кунцевич В. М., Чеховой В. М.* Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией. — Киев: Техніка, 1970. — 340 с.

72. Лукин А. В. Анализ работы преобразователя напряжения с внешним управлением при высокой частоте преобразования. ЭТвА / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1980. № 11. С. 95–100.

73. *Моин В. С., Лаптев Н. Н.* Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1972. — 512 с.

74. *Мкртчян Ж. А.* Электропитание электронно-вычислитель ных машин. — М.: Энергия, 1980. — 206 с.

75. Мощные диоды с барьером Шотки и особенности их применения во вторичных источниках питания / Е. А. Альперович, В. К. Воронин, Э. Е. Вольфсон и др. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.. Радио и связь, 1981. Вып. 12. С. 37–42.

76. *Мелешин В. И.* Энергетические соотношения в ключевых преобразователях постоянного напряжения. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1977. Вып. 9. С. 83–98.

77. *Мищенко И. М., Шпаковский А. Л.* Электропитание и элементы автоматики: учеб. пособие. — Киев: КВИРТУ ПВО, 1974. — 324 с.

78. *Мелешин В. И., Опадчий Ю. Ф.* Симметрирование транзисторных преобразователей напряжения с внешним управлением. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1974. Вып. 6. С. 50–55.

79. *Мелешин В. И., Опадчий Ю. Ф.* Устойчивость установившегося режима импульсного стабилизатора напряжения. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1976. Вып. 8. С. 69–80.

80. Найвельт Г. С., Фильцер И. Г. Интегральные схемы управления импульсными высокочастотными источниками питания // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1982. Вып. 22. С. 181–185. 81. Найвельт Г. С., Фильцер И. Г. Маломощные многоканальные стабилизирующие преобразователи на гибридных микросхемах // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1985. Вып. 25. С. 124–128.

82. Найвельт Г. С., Захаров В. В. Сравнительный анализ высокочастотных стабилизирующих преобразователей постоянного напряжения // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1983. Вып. 23. С. 159—163.

83. Найвельт Г. С., Росляков В. В., Ромаш Э. М. Влияние характера и величины нагрузки на работу транзисторного преобразователя напряжения // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1969. Вып. 4. С. 222–240.

84. *Найвельт Г. С., Фильцер И. Г.* Микросхемы управления для многоканальных стабилизирующих преобразователей постоянного напряжения // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1985. Вып. 25. С. 117–123.

85. Опадчий Ю. Ф., Картаев П. И. Однотактные стабилизированные преобразователи малой мощности. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1971. Вып. 9. С. 147–153.

86. Опадчий Ю. Ф. Стабилизированные маломощные ВИП на основе однотактных преобразователей. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1980. Вып. 11. С. 30–43.

87. Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры / А. Г. Алексенко, С. С. Бадулин и др. Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Советское радио, 1977. — 352 с.

88. Опадчий Ю. Ф. Стабилизированные маломощные ВИП на основе однотактных преобразователей. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1980. Вып. 11. С. 30–43.

89. Охотников В. А., Фомичев В. В. Методы снижения мощности, рассеиваемой в высоковольтных транзисторах преобразователей напряжения промышленных сетей. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1980. Вып. 11. С. 100–105.

90. Проектирование стабилизированных источников электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Л. А. Краус, Г. В. Гейман, М. М. Лапиров-Скобло, В. И. Тихонов. — М.: Энергия, 1980. — 288 с. 91. Полянин К. П. Полупроводниковые интегральные микросхемы электропитания аппаратуры. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978. Вып. 10. C. 30–54.

92. Полянин К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1979. — 190 с.

93. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, опто-электронные приборы. Справочник / Под общ. ред. Н. Н. Горю-нова. — М.: Энегроиздат, 1982. — 744 с.

94. Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справоч-ник / В. Л. Аронов, А. В. Баюков, А. А. Зайцев и др. Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. — М.: Энергоиздат, 1982. — 904 с. 95. Пономарев М. Ф. Конструирование и расчет микросборов и микроэлементов ЭВА. — М.: Радио и связь, 1982. — 288 с.

И микроэлементов ЭВА. — М.: Радио и связь, 1982. — 288 с. 96. Расчет измерительных и усилительных элементов автома-тических систем: справочное пособие / Н. М. Чумаков, А. Э. Ас-ланян, М. Г. Вайнер, В. И. Панов, Н. С. Сивов, О. К. Спасоку-коцкий, А. И. Суд-Злочевский, В. П. Теплов, И. И. Чугунов. — Киев: Техніка, 1971. — 356 с.

97. Расчет исполнительных, корректирующих и преобразва-тельных элементов автоматических систем: справочное посо-бие / П. И. Чинаев, Н. М. Чумаков, А. П. Жданов, В. И. Панов, Н. С. Сивов, А. И. Суд-Злочевский, И. И. Чугунов. — Киев: Техніка, 1971. — 308 с.

98. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания ра-диоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с. 99. Ромаш Э. М. Транзисторные преобразователи в устройс-твах питания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Энергия, 1976. — 175 c.

100. Розенблат М. Г., Михайлов Г. Х. Источники калиброванных напряжений постоянного тока. – М.: Энергия, 1976. — 208 c.

1976. — 208 с.
101. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы пре-образовательной техники. — М.: Высш. шк., 1980. — 340 с.
102. Росляков В. В. Анализ процесса запуска двухтактного транзисторного преобразователя с самовозбуждением, работа-ющего на активную нагрузку // Полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Советское ра-дио, 1964. Вып. 12. С. 189–213.
103. Росляков В. В. К вопросу самовозбуждения двухтактного транзисторного преобразователя напряжения // Полупровод-

никовые приборы и их применение / Под ред. Я. А. Федотова. — М. Советское радио, 1966. Вып. 16. С. 197–227.

104. Резисторы: Справочник / Ю. Н. Андреев, А. А. Антонин, Д. М. Иванов и др. Под ред. И. И. Четверткова. — М.: Энергоиздат, 1981. — 352 с.

105. Ромаш Э. М., Кузнецов С. А. Транзисторные преобразователи с ненасышающимся трансформатором. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1973. Вып. 5. С. 83-88.

106. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам / Под ред. Н. Н. Горюнова. 3-е изд. — М.: Энергия, 1972. — 569 с.

107. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И. М. Чиженко. — Киев: Техніка, 1978. — 447 с.

108. Сергеев Б.С. Генератор прямоугольных импульсов. Сер. ЭТвА; под ред. Ю.И. Конева. — М.: Советское радио, 1976. Вып. 8. С. 216–221.

109. Степанов Ю. Б., Лукин А. В., Опадчий Ю. Ф. Функциональные узлы интегрально-гибридных ВИП. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1980. Вып. 11. С. 16–24.

110. Сергеев Б. С. Анализ влияния индуктивности трансформатора тока на базовую цепь однотактного преобразователя напряжения. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1976. Вып. 8. С. 100–106.

111. Справочник по радиоэлектронным устройствам, Т. 2 / Р. Г. Варламов, С. Д. Додик, А. И. Иванов-Цыганов и др. Под ред. Д. П. Линде. — М.: Энергия, 1978. — 328 с.

112. Серийные интегрально-гибридные вторичные источники питания / Е. И. Каретникова. Ю. И. Конев, А. В. Лукин и др. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1981. Вып. 12. С. 13–20.

113. Степанов Ю. Б., Лукин А. В. Высокочастотный интегрально-гибридный унифицированный источник питания. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978. Вып. 10. С. 87–93.

114. Сидоров И. Н., Скорняков С. В. Трансформаторы бытовой радиоэлектронной аппаратуры: — М.: Радио и связь, 1994. — 320 с.

115. Транзисторы для аппаратуры широкого применения. Справочник /К. М. Брежнева, Е. И. Гантман, Т. И. Давыдова и др. / Под ред. Б. Л. Перельмана. — М.. Радио и связь, 1981. — 656 с.

116. Транзисторы / А. А. Чернышев, В. И. Иванов, В. Д. Галахов и др.; под общ. ред. А. А. Чернышева. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1980. — 144 с.

117. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Кн. 1: Измерительные устройства, преобразующие элементы и устройства / Под ред. В. В. Солодовникова. — М.: Машиностроение, 1973. — 680 с.

118. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Кн. 2: Усилительные устройства, корректирующие элементы и устройства / Под ред. В. В. Солодовникова. — М.: Машиностроение, 1975. — 688 с.

119. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Кн. 3: Исполнительные устройства, сервомеханизмы / Под ред. В. В. Солодовникова. — М.: Машиностроение, 1975. — 736 с.

120. Файнимидт Л. И., Скрыпников В. П. Применение микросхемы К142ЕН1 в ключевых стабилизаторах постоянного напряжения. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978. Вып. 10. С. 74–79.

121. *Хиленко В. И., Хиленко А. В*.Электропитание устройств связи: учебник для техникумов. — М.: Радио и связь, 1995. — 224 с.

122. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 1: пер. с англ. — М.: Мир, 1983. — 598 с.

123. *Хусаинов Ч. И.* Высокочастотные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1980. — 90 с.

124. Цифровые интегральные микросхемы: Справочник / П. П. Мальцев, Н. С. Долидзе, М. И. Критенко и др. — М.: Радио и связь, 1994. — 240 с.

125. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. — М.: Советское радио, 1974. — 311 с.

126. Штильман В. И. Микроэлектронные стабилизаторы напряжения. — Киев: Техніка, 1976. — 166 с.

127. Шуваев Ю. Н. Каменомосткий Я. А. Секционированные низковольтные выпрямители // Полупроводниковая электроника в технике связи / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1977. Вып. 18. С. 93–104.

128. Электропитание устройств связи / О. А. Доморацкий, А. С. Жерненко, А. Д. Кратиров и др. — М.: Радио и связь, 1981. – 320 с.

129. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры, конденсаторы, резисторы: Справочник / А. И. Аксенов, А. В. Нефедов. — М.: Радио и связь, 1995. — 272 с.

130. Юрченко А. И., Головацкий В. А., Картаев П. И. Транзисторные преобразователи с непосредственным контролем режима перемагничивания сердечника трансформатора. Сер. ЭТвА; под ред. Ю. И. Конева. — М.: Советское радио, 1978. Вып. 10. С. 118–122.

131. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Каргаполов Ю.В. Математическая модель компенсационного стабилизатора с принципом управления по отклонению. // Вісник Державного Університету інформаційно-коммунікаційних технологій. — К.: 2008. — Том № . С.

132. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Каргаполов Ю.В. Анализ математической модели компенсационного стабилизатора с принципом управления по отклонению. // Вісник Державного Університету інформаційно-коммунікаційних технологій. — К.: 2008. — Том №. С.

133. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Каргаполов Ю.В. Комбинированный стабилизатор напряжения с разомкнутой связью по входному напряжению. // Вісник Державного Університету інф ормаційно-коммунікаційних технологій. — К.: 2008 — Том №. С.

134. Зайцев Г.Ф., Булгач В.Л., Каргаполов Ю.В., Бурсова Т.В. Комбинированный стабилизатор напряжения с разомкнутой связью по току. // Вісник Державного Університету інформацій но-коммунікаційних технологій. — К.: 2008. — Том №. С.

135. Деклараційний патент на винахід № 54680 (Украина). Стабілізатор постіної напруги з компенсаційним зв язком по вхідній напрузі. / Зайцев Г.Ф., Верескун С.І. — Опубл. Бюл. 17.03.2003, № 8.

136. Патент на винахід № 41635 (Украина). Стабілізатор постіної напруги з компенсаційним зв язком за струмом навантаження. / Зайцев Г.Ф., Верескун С.І. — Опубл. Бюл. 17.03.2003, № 8.

137. Зайцев Г.Ф. Синтезследящих систем высокой точности. — К.: Теъхника, 1971. — 2004 с.

Учебное издание

Арсеньев Геннадий Николаевич

ЭЛЕКТРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА РЭС

Редактор А.В. Волковицкая Корректор А.В. Алешина Компьютерная верстка В.И. Черткова Оформление серии Т.В. Иваншиной

Подписано в печать 16.10.2013 Формат 60 × 90¹/₁₆. Гарнитура «Newton» Бумага мелованная. Усл. печ. л. 34,0 Уч.-изд. л. 34,5. Тираж 300 экз.

Издательский Дом «ФОРУМ» 101990, Москва — Центр, Колпачный пер., д. 9а Тел./факс: (495) 625-39-27 E-mail: forum-books@mail.ru

 ООО «Научно-издательский центр ИНФРА-М» 127282, Москва, Полярная ул., д. 31в. стр. 1 Тел.: (495) 380-05-40 Факс: (495) 363-92-12 E-mail: books@infra-m.ru http://www.infra-m.ru

По вопросам приобретения книг обращайтесь:

Отдел продаж «ИНФРА-М»: 127282, Москва, ул. Полярная, д. 31в тел.: (495) 380-42-60; факс: (495) 363-92-12 E-mial: books@infra-m.ru ati@infra-m.ru

Отдел «Книга—почтой»: тел. (495) 363-42-60 (доб. 232, 246)

Отпечатано способом ролевой струйной печати в ОАО «Первая Образцовая типография» Филиал «Чеховский Печатный Двор» 142300, Московская область, г. Чехов, ул. Полиграфистов, д. 1 Сайт: www.chpd.ru, E-mail: sales@chpd.ru, 8(495)988-63-76, т/ф. 8(496)726-54-10