

А.А.Булгаков

Частотное  
управление  
асинхронными  
двигателями

Третье переработанное издание



МОСКВА ЭНЕРГОИЗДАТ 1982

ББК 31.291

Б90

УДК 621.313.333.072.6

Р е с п е н з е н т И. И. Эпштейн

Булгаков А. А.

Б90 Частотное управление асинхронными двигателями.—3-е перераб. изд.—М.: Энергоиздат, 1982  
216 с., ил.

75 к.

Рассмотрены методы частотного регулирования частоты вращения асинхронных короткозамкнутых двигателей посредством тиристорных преобразователей частоты. Освещаются история вопроса, современное состояние и перспективы развития. Исследуются физические явления в двигателях и преобразователях частоты при управлении и исследованы оптимальные законы управления напряжением и частотой. Приводятся описание и технико-экономические характеристики серийных промышленных электроприводов с частотным управлением, отечественных и зарубежных.

Второе издание выпущено в 1966 г. издательством «Наука». Настоящее издание существенно переработано и дополнено новым материалом за счет устаревшего.

Для научных и инженерно-технических работников, а также студентов, бакалавриата и области электропривода и автоматики.

Б 2302030000-574  
Б 05/История 186-82

ББК 31.291  
6П2.1.081

Алексей Алексеевич Булгаков

ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Редактор А. А. Никольский

Редактор издательства И. В. Антик

Переплет художника В. Я. Батищева

Технический редактор Л. В. Изгаршева

Корректор Л. С. Тимохова

ИБ 2663

Сдано в набор 16.06.82

Подписано в печать 01.10.82

Т-18959

Формат 84×108<sup>1/32</sup>

Бумага типографская №2

Гарнитура литературная

Печать высокая

Усл. печ. л. 11,34

Усл. кр.-отт. 11,55

Уч.-изд. л. 12,88

Тираж 8000 экз.

Заказ 164

Цена 75 к.

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного знамени Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли Москва, М-54 Валовая, 28

© Энергоиздат, 1982

## В В Е Д Е Н И Е

Основным средством автоматизации машин-орудий в современном производстве является электропривод. В США электродвигатели потребляют 64% всей электроэнергии. Стало банальным утверждение, что самым дешевым, надежным и быстродействующим электродвигателем является асинхронный. И это бесспорно, но короткозамкнутый асинхронный двигатель, при всех своих достоинствах, при питании от сети стандартной частоты становится двигателем с постоянной скоростью, а современный электропривод из средства снабжения механической энергией рабочих машин, благодаря регулированию скорости, в прогрессирующей степени становится могучим средством управления, повышения производительности и качества технологических процессов [1].

Вот почему техническая мысль свыше полувека занята проблемой освобождения короткозамкнутого двигателя от оков стандартной частоты вращения при сохранении всех его достоинств. Для этого было необходимо и достаточно всего только обеспечить каждый двигатель своим индивидуальным источником энергии переменной, управляемой частоты. Отсюда следует термин, которым мы будем пользоваться, «частотное управление».

В интересах истины можно заметить, что частотное управление короткозамкнутыми двигателями является по праву и преимуществу русским, советским достижением.

В 1889 г. русский инженер М. О. Доливо-Добровольский, ставший в результате политической эмиграции главным инженером немецкой фирмы АЭГ (Всеобщая компания электричества), разрабатывая впервые энергосистему трехфазного тока, получил патент DRP 51083 от 31.08.1889 г. на трехфазный асинхронный короткозамкнутый двигатель. До этого, в 1885 г. Галлилей Феррарис открыл явление вращающегося магнитного поля, а год спустя, в 1886 г., серб Н. Тесла, независимо от Феррариса, построил двухфазный асинхронный двигатель с распределенной обмоткой, но с неудачной (не круглой) конструкцией ротора.

В 1916 г. будущий академик М. П. Костенко в сотрудничестве с Н. С. Япольским начал разрабатывать для питания асинхронных двигателей специальный коллекторный генератор с раздельно управляемыми напряжением и частотой при постоянной его скорости. В 1921 г. ими был заявлен первый патент на новую машину.

В 1925 г. М. П. Костенко опубликовал статью, в которой были изложены основы теории асинхронного двигателя при переменной частоте и в которой впервые изменение частоты рассматривалось как метод регулирования скорости короткозамкнутых двигателей [2]. В этой работе содержались все основные, при обычно принятых допущениях, положения о режимах работы и характеристиках асинхронного двигателя при частотном управлении в стационарных режимах. Эту работу можно считать положившей начало трудной истории частотного управления. Все последующие многочисленные работы или уточняли отдельные положения статьи М. П. Костенко, или, в подавляющем большинстве, относились к способам и устройствам преобразования частоты.

Коллекторные генераторы переменной частоты и другие электромашинные преобразователи получили ограниченное применение из-за общих недостатков, свойственных электромашинным преобразователям, — громоздкости, механического метода управления частотой, наличия вращающихся машин и, особенно, коллектора. Это с самого начала стимулировало изыскания статических способов преобразования частоты на основе вентилей. Однако проблема создания вентильного преобразователя частоты, удовлетворяющего всем необходимым технико-экономическим требованиям управления асинхронным двигателем, оказалась достаточно сложной.

Создание работоспособных вентильных преобразователей частоты потребовало решения двух основных задач:

- 1) разработки надежных, экономичных, малогабаритных, удобных в монтаже и эксплуатации вентилей,
- 2) изыскания удовлетворительных схем коммутации тока.

В разработках вентильных преобразователей частоты с самого начала, т. е. с конца тридцатых годов, использовались вентили того времени — ртутные вентили с сеткой, тиатроны, несколько позже — контактные вентили. Но те или другие недостатки, свойственные им (общий катод у ртутных вентилей, горячий катод и низкая надежность тиатронов, неудобства механической коммутации контактных устройств), препятствовали применению предложен-

ных в то время преобразователей частоты и вентильных приводов с частотным управлением. Постепенно качество газоразрядных вентилей улучшалось. Были созданы одноаподные ртутные безнасосные выпрямители и металлические тиаратроны и игнитроны. С сороковых годов электропривод с двигателями постоянного тока, питаемыми от преобразователей на тиаратронах, получил широкое применение почти во всех странах Европы и США. Но преобразователь частоты с непосредственным питанием от сети переменного тока, предложенный в 1939 г. Д. А. Завалишиным, было трудно реализовать на тиаратронах из-за боль-

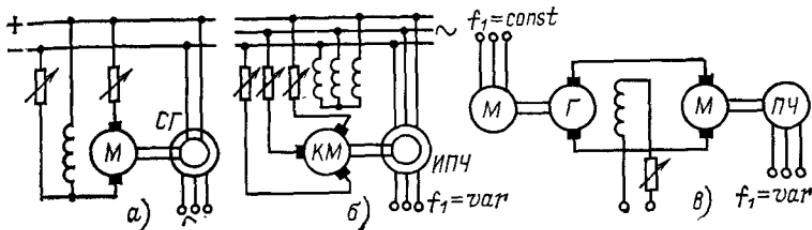


Рис. В.1

шего числа вентилей, а для двухзвенных преобразователей частоты по схеме выпрямитель — инвертор не удавалось получить удовлетворительное качество коммутации. Когда такое решение в середине пятидесятых годов наметилось, оно все еще не могло получить широкой промышленной реализации из-за недостатков тиаратронов. Попытки создать преобразователи на транзисторах не могли иметь серьезного значения из малой мощности транзисторов.

Только появление силовых полупроводниковых вентилей — тиристоров поставило проблему вентильного преобразователя частоты, а с ним и бесконтактного вентильного привода с частотным управлением на прочную, экономически обоснованную почву.

Тем не менее к выходу первого издания настоящей монографии в 1955 г., т. е. спустя 30 лет после основополагающей статьи М. П. Костенко, привод с частотным управлением уже получил, хотя и ограниченное, но прочное применение для некоторых видов производственных машин и в специальных установках с электромашинными преобразователями. Применялись врачающиеся преобразователи двух основных видов.

1. Простые преобразователи: двигатель-генераторные агрегаты, состоящие из двух машин, связанных муфтой и вращающихся с переменной управляемой скоростью (рис. В.1, а), — генератора переменной частоты (синхрон-

ного генератора  $СГ$  или индукционного преобразователя  $ИПЧ$ ) и двигателя постоянного тока  $М$  с регулируемой скоростью, с питанием от цеховой сети постоянного тока или трехфазного коллекторного двигателя  $КМ$  с питанием от заводской сети переменного тока.

Индукционный преобразователь частоты представляет собой обычновенную асинхронную машину с фазным ротором, одна обмотка которой (статора или ротора) возбуждается частотой сети, ротор же вращается приводным двигателем.

2. Каскадные преобразователи, составленные из двух двухмашинных агрегатов (рис. В.1,в): агрегата постоянной скорости, состоящего из синхронного или асинхронного двигателя  $М$  и генератора постоянного тока с независимым возбуждением  $Г$  или агрегата переменной скорости, состоящего из двигателя постоянного тока независимого возбуждения  $М$  и синхронного генератора или индукционного преобразователя частоты  $ПЧ$ .

Регулирование скорости второго агрегата осуществляется изменением возбуждения генератора постоянного тока, а также, если необходимо расширить диапазон регулирования, и изменением возбуждения двигателя постоянного тока. При изменении скорости изменяются соответственно частота и напряжение генератора переменной частоты.

Типовые промышленные каскадные электроприводы применялись для всех мощностей и обычно имели диапазон частотного регулирования от 5:1 до 6:1 в системах с синхронным генератором и от 2:1 до 3:1 — с индукционными преобразователями. Высокоскоростной привод с асинхронными генераторами применялся и при значительно более широком диапазоне регулирования частоты.

Среди приводов с частотным управлением одним из первых получил эффективное промышленное применение индивидуальный привод рольгангов металлургических заводов. Определяющими оказались два фактора: надежность двигателей и удобство согласованного регулирования их угловой скорости.

В прокатном цехе современного металлургического завода рольганги выполняют две основные функции: рабочие рольганги осуществляют подачу металла в валки прокатного стана, транспортные рольганги являются основным средством, обеспечивающим непрерывность технологического процесса прокатки. Длина отдельных рольгангов доходит до 100 м, а установленная мощность их электроприводов достигает 25—50% от установленной

мощности приводов всех вспомогательных механизмов.

Жесткие требования к надежности и экономичности привели к развитию индивидуального электропривода роликов рольгангов. Первая такая установка была вызвана необходимостью в криволинейном рольганге. Она появилась в 1909 г., но широкое применение индивидуальный привод получил в годы первых пятилеток.

По сравнению с групповым приводом через сквозной вал с передачей к отдельным роликам на конических зубчатых передачах индивидуальный привод имеет существенные преимущества. Его надежность значительно выше, упрощается и удешевляется конструкция рольганга, увеличивается производительность благодаря более выгодным динамическим характеристикам индивидуального привода, существенно снижается расход электроэнергии.

Применение частотного управления в индивидуальном приводе рольгангов обусловлено необходимостью согласованного регулирования скорости и управления пуском, торможением и реверсом большого числа двигателей, приводящих во вращение ролики. Для индивидуального привода рольгангов с частотным управлением промышленность выпускает специальные серии короткозамкнутых асинхронных двигателей.

В свое время для рольгангов были разработаны специальные электроролики, объединяющие конструктивно двигатель с роликом. Такой электроролик состоит из неподвижной оси, на которой закреплены статор с неподвижной обмоткой и выводами в осевом отверстии и ротором с алюминиевой или латунной короткозамкнутой клеткой, корпусом которого является сам ролик. Однако несмотря на простоту конструкции электроролики не оправдали себя из-за тяжелых условий охлаждения обмоток статора.

Вторая специфическая область применения частотно-управляемого привода — текстильные машины (прядильные и крутильные).

В каждой из таких машин имеются сотни электроприводов, объединяющих электродвигатель с рабочим орудием, например рогулькой. Типичная конструкция электропривода представляет собой асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором мощностью 0,05—0,2 кВт, сквозь полый вал которого проходит нить к укрепленной на нем рогульке.

Индивидуальный электропривод с частотным управлением получил применение в ватерах сухого прядения джутовой и пеньковой пряжи, в машинах мокрого прядения пеньки, льна, для изготовления тонкой пряжи, а также в

разных гребенчатых прядильных машинах для самой тонкой и самой грубой пряжи. Частотное управление заняло важное место в производстве искусственного шелка, в первую очередь в приводе прядильных центрифуг.

Введение индивидуального электропривода взамен громоздких механических передач необычайно упростило машины и изменило их вид, улучшило качество пряжи и сократило брак благодаря более плавному ходу и жесткому соединению вала двигателя с рабочим инструментом и, наконец, указало путь существенного повышения производительности труда за счет увеличения скорости. Уже в первый период применения индивидуального электропривода частота вращения достигала 4000—6000 об/мин.

Возможности дальнейшего увеличения скоростей, которые дает электропривод при повышенных частотах, поставили вопрос о переходе на принципиально новые методы прядения, так как применяемые конструкции крутильномоторального механизма не позволяют поднять частоты вращения выше примерно 12 000 об/мин.

Все преимущества, которые дает индивидуальный привод — радикальное упрощение кинематики и конструкции машин, улучшение качества пряжи и увеличение производительности, достигнуты только благодаря специфическим свойствам частотного управления, позволяющего получить синхронное управление большим числом электродвигателей с высокой степенью плавности и точности регулирования их скоростей.

Примером электропривода с глубокой автоматизацией могут служить машины для прядения искусственного волокна.

В процессе прядения каждая нить проходит следующие операции. Насос выдавливает волокна вискозной массы, которые сгущаются, скручиваются и в затвердевшем состоянии проходят через отделочный барабан, где они смазываются, к подающему валу. С подающего вала нить поступает на сматывающий барабан. Каждое из звеньев, обслуживающих этот процесс, имеет электропривод, который должен обеспечить вполне определенное соотношение между их скоростями. Скорость подающего вала должна несколько превышать скорость насоса. Эта разность скоростей определяет толщину, плотность и химический состав нити. Скорость подающего вала и наматывающего барабана должны быть согласованы так, чтобы нить не имела заметного натяжения. Только к скорости отделочного барабана не предъявляется жестких требований, так как нить проходит его со свободным скольжением.

Насос, подающий вал и наматывающий барабан каждой линии, обслуживающей одну пить, имеют индивидуальные приводы с частотным управлением.

Отделочные барабаны вращаются общим валом от привода постоянного тока. Требуемое соотношение скоростей индивидуальных приводов каждой линии обеспечивается посредством электронных регуляторов.

Равенство скоростей между одними и теми же звенями всех линий достигается питанием их одной и той же частотой. Ввиду высоких требований к точности регулирования скорости в качестве приводных двигателей применялись синхронные реактивные двигатели специального исполнения.

Питание индивидуальных двигателей машины осуществляется от двух преобразователей частоты. Один из них питает электродвигатели насосов, другой — подающих валов и наматывающих барабанов. Каждый преобразователь состоит из синхронного генератора и приводного двигателя постоянного тока, который питается от своего генератора. Последний является одной из машин общего агрегата постоянной скорости с асинхронным приводным двигателем.

Каждый преобразователь имеет независимое регулирование частоты, для того чтобы изменением соотношения частот задать необходимую толщину нити. Но однажды заданное соотношение поддерживается с точностью до 0,1% независимо от статической нагрузки, частоты, напряжения преобразователей и температуры окружающего воздуха.

Эта задача решалась электронными устройствами автоматического управления, воздействующими на тиатронные возбудители генераторов и двигателей постоянного тока или синхронных генераторов переменной частоты. Изменением тока возбуждения генераторов и двигателей постоянного тока осуществлялось двухзонное регулирование частоты вращения преобразователей и, следовательно, выходной частоты.

Регулирование возбуждения синхронных генераторов обеспечивает изменение напряжения пропорционально частоте.

Весьма актуально применение асинхронных двигателей с частотным управлением для тягового привода электрозвозов и тепловозов. Этот вопрос возник одновременно с самой идеей частотного управления. Уже в первых работах по частотному управлению академик М. П. Костенко указывал на тяговый привод как на одну из важнейших

областей его применения. Тогда же отмечались преимущества, которые ожидались от привода с частотным управлением в области тяги. Недостатки двигателей постоянного тока, обусловленные наличием коллектора, особенно остро сказываются в тяговом электроприводе. Тяговые двигатели работают в особо тяжелых условиях влажности, колебаний температуры, загрязнения, ударов и т. д. К ним предъявляются повышенные требования по надежности, защите от пыли и влаги, а размещение двигателей в труднодоступных местах у осей и специфика работы подвижного состава крайне затрудняют уход за двигателями.

Применение асинхронных двигателей, почти не требующих ухода, при частотном управлении позволяет ради-

кально решить проблему тягового электропривода. К этим преимуществам добавляются уменьшение массы двигателей, упрощение и облегчение аппаратуры управления.

В коллекторном генераторе Костенко — Ямпольского были заложены необходимые предпосылки для реализации тягового привода с частотным управлением. Еще в 1923 г. ХЭМЗ проводил разработку электрооборудования для

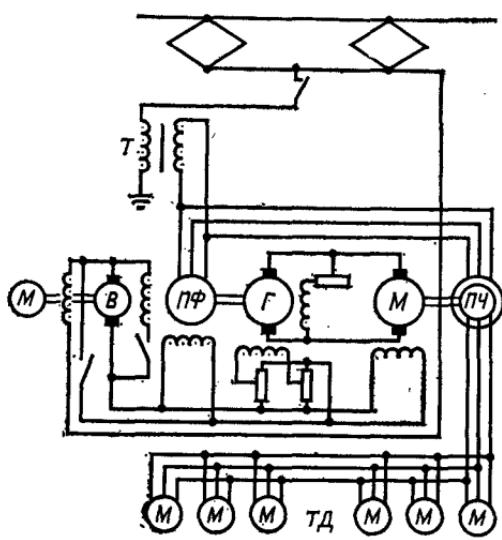


Рис. В.2

привода тепловоза с дизелем мощностью 810 кВт на основе коллекторного генератора переменной частоты и асинхронных тяговых двигателей. Разрабатывались и другие варианты тягового привода с частотным управлением.

Впервые тяговый привод был реализован в Венгрии [3]. В 1935—1938 гг. под руководством Ф. Ротковского был разработан электропривод с питанием от однофазной контактной сети частотой 50 гц.

Однофазное напряжение контактной сети преобразуется в трехфазное посредством преобразователя числа фаз  $\Pi\Phi$ , представляющего собой трехфазный синхронный двигатель, к трем выводам обмотки якоря которого включена

нагрузка в виде преобразователя частоты ПЧ, а два из них включены, кроме того, на сеть (рис. В.2).

Для преобразования частоты использованы индукционные преобразователи.

В 1939 г. были поставлены для эксплуатации на государственных железных дорогах Венгрии два первых электровоза с частотным управлением. Электровозы имели следующие технические характеристики:

Общая масса, т . . . . .	115	144
Часовая мощность, кВт . . . . .	2950	2950
Максимальное тяговое усилие, Н . . . . .	$22 \cdot 10^4$	$22 \cdot 10^4$
Ступени скорости, км/ч . . . . .	25, 50, 75 100, 125	25, 50, 75 100, 125
Масса на единицу мощности, кг/кВт . . . . .	39,4	49

Индукционный преобразователь частоты вращается приводным асинхронным двигателем  $M$ . Тяговые двигатели  $TD$  — асинхронные, с короткозамкнутым ротором. Регулирование частоты осуществляется переключением числа пар полюсов обмоток приводного двигателя. На первых двух ступенях скорости для повышения тягового усилия двигатели питаются повышенным напряжением за счет возбуждения преобразователя частоты со стороны ротора, а не статора, как на остальных трех ступенях.

Быстроходные тяговые двигатели связаны с осями колес редукторами. Для увеличения пускового момента двигатели выполнены с повышенным активным сопротивлением ротора, а для уменьшения снижения магнитного потока в результате падения напряжения в активных сопротивлениях статора последние существенно уменьшены за счет некоторого увеличения массы.

Результаты линейных испытаний электровозов оценивались положительно, и за 1943—1944 гг. был введен в эксплуатацию 21 электровоз.

В 1950 г. возобновлено производство электровозов с упрощенной схемой электропривода. Преобразование числа фаз и частоты осуществляется всего двумя вращающимися машинами, так как преобразователь числа фаз одновременно используется в качестве приводного двигателя преобразователя частоты.

Техническая характеристика электровоза:

Общая масса, т . . . . .	89
Часовая мощность, кВт . . . . .	2360
Максимальное тяговое усилие, Н . . . . .	$21 \cdot 10^4$
Ступени скорости, км/ч . . . . .	25, 50, 75 100, 125
Масса на единицу мощности, кг/кВт . . . . .	37,8

Тяговый привод с плавным частотным управлением был разработан в 1940 г. для моторных вагонов электропоездов. Он имел часовую мощность 486 кВт, максимальное пусковое усилие  $4,5 \cdot 10^4$  Н, общую массу электрооборудования, включая два тяговых двигателя, 17 т, максимальную скорость 125—150 км/ч.

Преобразователь числа фаз вращает генератор постоянного тока, а питаемый последним двигатель — индукционный преобразователь частоты. Регулирование частоты осуществляется изменением возбуждения как генератора, так и двигателя постоянного тока. В системе возможно рекуперативное торможение.

По сравнению с тяговым приводом постоянного тока система с плавным частотным управлением при несколько большей массе (на 3—4%) имела значительно большую надежность вследствие применения более легких асинхронных тяговых двигателей (4,5 т против 2,5 т при мощности на 20% выше). Позже такая система получила применение и на тяжелых электровозах.

В 1953 г. были изготовлены первые 20 электровозов с плавным частотным управлением [3] для железных дорог Франции.

#### Техническая характеристика электровоза:

Полная масса, т . . . . .	120
Максимальная скорость, км/ч . . . . .	60
Скорость при длительном режиме, км/ч . .	39,2
Полное тяговое усилие, Н . . . . .	$24 \cdot 10^4$
Пусковое тяговое усилие, Н . . . . .	$40 \cdot 10^4$
Длительная мощность на валу двигателей, кВт . . . . .	2640
Полный КПД . . . . .	0,74—0,75
Коэффициенты мощности:	
при отстающем токе . . . . .	0,92
при опережающем токе . . . . .	0,98

Принципиальная схема электровоза показана на рис. В. 2. Преобразователь числа фаз  $\Pi\Phi$  питается от контактной сети напряжением 22,5 кВ и частотой 50 Гц через трансформатор  $T$ . Возбуждение преобразователя фаз и машин постоянного тока осуществляется отдельного возбудителя  $B$ . Электровоз имеет шесть асинхронных тяговых двигателей (ТД). Управление предусматривает рекуперативное торможение.

Тяговые двигатели трехфазные, с короткозамкнутым ротором, 10-полюсные, с усиленной вентиляцией: в длительном режиме 930 В, 333 А, 440 кВт при частоте 91,3 Гц, 1055 об/мин, тяговое усилие  $40 \cdot 10^4$  Н.

Накопленный опыт и материалы по тяговому приводу с частотным управлением показали несомненную жизненность частотного управления даже при средствах преобразования частоты того времени, основным недостатком которых оставалось наличие коллектора. Однако создание статических тиристорных преобразователей частоты для тяги затянулось.

Кроме описанных электроприводов промышленного назначения в рассматриваемый период времени был выполнен ряд уникальных установок также на основе электромашинных преобразователей, но с достаточно совершенными электронными системами управления, например приводы вентиляторов натурных аэродинамических труб для испытания самолетов мощностью 20–60 МВт [3].

В течение последних десятилетий произошел переход от электромашинных преобразователей частоты к статическим тиристорным. Проведено большое количество теоретических и экспериментальных работ по созданию тиристорных преобразователей частоты и тиристорных приводов и найдены основные технические решения в этой новой области. Основные из них относятся к методам принудительной коммутации тиристоров в схемах автономных инверторов, способам формирования и регулирования напряжения, структуре преобразователей частоты. Проведены исследования переходных процессов в системах привода, влияния искажений формы напряжения и тока и т. д.

Важнейшей работой, выполненной в истекшие десятилетия, была проработка конструктивных, технологических и эксплуатационных вопросов создания промышленных серий частотно-управляемого привода общего назначения, проведенная научно-исследовательскими и учебными институтами и заводами. Аналогичные работы проводились и в США, ФРГ, Японии, и в других странах.

К настоящему времени электропривод с частотным управлением асинхронными двигателями прочно занял свое место в качестве одного из важнейших видов регулируемого автоматизированного электропривода.

## *Глава первая*

# **АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ ПРИ НЕЗАВИСИМОМ УПРАВЛЕНИИ АМПЛИТУДОЙ И ЧАСТОТОЙ НАПРЯЖЕНИЯ**

### **1.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ**

Исследование отдельно взятого асинхронного двигателя без питающего его автономного преобразователя частоты может иметь смысл и быть полезным только при изучении его свойств как электрической машины, например, с точки зрения нагрева или конструктивного расчета. Исследование же динамических свойств привода с частотным управлением, способов его управления, эксплуатационных свойств и других интересующих нас вопросов возможно только при исследовании системы преобразователь частоты — двигатель.

Но изучение таких систем затрудняется тем, что схемы преобразователей частоты отличаются большим разнообразием и сложностью происходящих в них процессов. Для упрощения исследования возможны два пути.

1. Метод декомпозиции: из системы электропривода выделяется двигатель, а преобразователь частоты и приводимая машина-орудие заменяются соответствующими воздействиями, которые считаются независимыми. На входе двигателя это будут амплитуда и частота напряжения преобразователя частоты, а на выходе — угловая скорость вала и приложенный к нему момент нагрузки — статический и динамический.

2. Приближенный учет преобразователя частоты. Этот способ применим в тех случаях, когда преобразователь частоты можно с приемлемой точностью заменить последовательно соединенными с двигателем активным сопротивлением и индуктивностью,ключенными на источник трехфазной ЭДС, амплитуда и частота которой независимы и однозначно определяются управлением. В этом случае все уравнения и характеристики привода с преобразователем частоты определяются уравнениями и характеристиками двигателя с увеличенными первичными сопротивлениями и и

индуктивностями. Все дальнейшие выводы будем излагать, имея это в виду.

Для исследования асинхронного двигателя обычно применяют классическую Т-образную схему замещения (рис. 1.1) с учетом влияния изменения частоты. Параметры схемы замещения определяются обычным путем при номинальных значениях напряжения и частоты. С изменением частоты параметры изменяются следующим образом.

Индуктивные сопротивления статора, ротора и намагничивающей ветви растут пропорционально частоте:

$$x_{1\alpha} = x_1 \alpha, \quad x'_{2\alpha} = x'_2 \alpha; \quad x_{0\alpha} = x_0 \alpha, \quad (1.1)$$

где  $\alpha = f_1 / f_{1\text{ном}}$  — относительная частота статора.

Активные сопротивления статора не зависят от частоты  $r_{1\alpha} = r_1$ .

Активное сопротивление ротора изменяется обратно пропорционально скольжению  $s$ :

$$r'_{2s} = r'_2 / s.$$

Однако скольжение  $s$  зависит от частоты:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{\omega_\Delta}{\omega_1} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{\beta}{\alpha}. \quad (1.2)$$

Здесь  $f_1$  и  $f_2$  — частоты тока статора и ротора соответственно;  $\omega$  и  $\omega_1$  — угловые скорости вала и поля статора;  $\omega_\Delta = \omega_1 - \omega = 2\pi f_1 / p$ ;  $\omega = \omega_{1\text{ном}} \alpha$  —  $\omega$  — абсолютное скольжение ротора;  $\beta = f_2 / f_{1\text{ном}} = \omega_\Delta / \omega_{1\text{ном}}$  — относительная частота ротора и вместе с тем относительный параметр абсолютного скольжения;  $p$  — число пар полюсов обмотки статора.

Ветвь схемы замещения  $z_0$ , соответствующую магнитной цепи машины, представим последовательной цепью из активного сопротивления  $r_0$ , учитывающего потери в стали статора, и индуктивного  $x_0$ , представляющего индуктивное сопротивление намагничивания машины.

Активное сопротивление намагничивающей ветви определим приближенно, считая, что потери в стали изменяются пропорционально произведению квадрата потока в воздушном зазоре на первую степень частоты:

$$P_{\text{ст}} \approx K_{\text{ст}} \Phi^2 f_{1\text{ном}} = m_1 I_{0\text{ном}}^2 r_0^2,$$

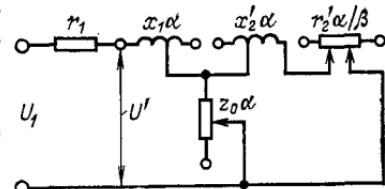


Рис. 1.1

где  $I_0$  — ток ветви  $z_0$  схемы замещения;  $m_1$  — число фаз обмотки статора.

Следовательно, активное сопротивление будет изменяться пропорционально частоте.

$$r_{0\alpha} = r_0 \alpha.$$

Таким образом, с указанным приближением для  $r_0$ , все параметры схемы замещения при произвольной частоте просто выражаются через параметры при номинальной частоте, найденные любым способом — расчетом или экспериментально, например по опытам холостого хода и короткого замыкания.

На рис. 1.2 показана векторная диаграмма асинхронного двигателя для одной фиксированной частоты [2]. На диаграмме показаны магнитные потоки машины:  $\Phi_1$  — полный поток статора;  $\Phi_{1s}$  — поток рассеяния статорной обмотки;  $\Phi$  — «рабочий» поток в воздушном зазоре;  $\Phi_{2s}$  — поток рассеяния роторной обмотки;  $\Phi_2$  — полезный поток ротора.

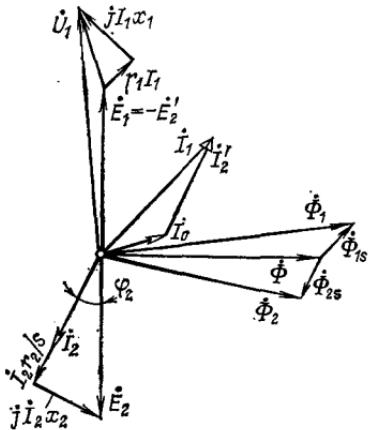


Рис. 1.2

Схема замещения описывает электромагнитные процессы, происходящие внутри электрической машины при преобразовании электрической энергии в механическую.

К двигателю приложено  $m$ -фазное напряжение. При частотном управлении это напряжение характеризуется двумя переменными — амплитудой  $U_m$  и частотой  $f_1$ . Обе эти величины выполняют функции двух управляющих воздействий, в общем случае независимых, пока на них не наложены связи управления. Они могут быть описаны одним вектором:

$$\dot{U}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m e^{j(2\pi f_1 t + \Phi)}. \quad (1.3)$$

Эти два воздействия связаны с двигателем уравнением напряжения, приложенного к статору,

$$\dot{U}_1 = z\dot{I}_1 + \dot{E} = z\dot{I}_1 + C_1\dot{\Phi}_\omega, \quad (1.4)$$

где  $C_1 = 4,44k_1w_1$  — конструктивная постоянная статора;  $k_1$  — обмоточный коэффициент;  $w_1$  — число последовательных витков одной фазы.

На выходе двигатель характеризуется двумя механическими величинами — угловой скоростью вала  $\omega$  и моментами статической и динамической нагрузки

$$M = M_{\text{ст}} + J \frac{d\omega}{dt}, \quad (1.5)$$

где  $J$  — момент инерции, приведенный к валу двигателя.

Одна из этих величин задается управлением, другая — определяется нагрузкой. Наибольшее распространение имеет привод, в котором управлением задается угловая скорость, реже — момент (привод лентопротяжных механизмов и др.).

Иногда, например, в тяговом приводе задается полезная мощность

$$P_2 = \omega M.$$

В дальнейшем, если нет специальной оговорки, подразумевается привод с управляемой угловой скоростью. У большинства таких приводов момент статического сопротивления является функцией скорости. Эта функция может иметь релейный или непрерывный характер.

В первом случае момент имеет постоянное значение, но меняет знак в зависимости от знака угловой скорости:

$$M'_{\text{ст}}(\omega) = M_{\text{const}} \operatorname{sign} \omega.$$

Во втором случае момент в общем виде может быть записан формулой

$$M = M_0 + (M_{\text{ном}} - M_0) \left( \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \right)^q,$$

где  $M_0$  и  $M_{\text{ном}}$  — моменты холостого хода и номинальный;  $\omega_{\text{ном}}$  — номинальная угловая скорость двигателя.

Другие специальные случаи освещаются в курсах электропривода [4]. В дальнейшем мы ограничимся в основном первым случаем постоянного статического момента или вторым случаем момента, зависящего в некоторой степени  $q > 1$  от скорости вала, свойственного вентиляторной нагрузке.

Таким образом, в асинхронном двигателе имеется два входных управляющих независимых воздействия — амплитуда и частота напряжения, а на выходе — одна управляющая величина — скорость вала или, реже, момент двигателя, а другая определяется механической характеристикой приводимой машины.

Асинхронный двигатель в отличие от классического привода постоянного тока с независимым возбуждением представляет собой значительно более сложную систему. Основной причиной этой сложности является то, что магнитный поток создается не внешним независимым воздействием — напряжением на обмотке возбуждения, а взаимодействием магнитодвижущих сил статора и ротора и зависит от момента нагрузки на валу.

Двигатель при переменной частоте представляет собой многосвязанную систему, у которой нет прямой связи между управляющими и управляемыми воздействиями. Вообще говоря, на любое управляемое воздействие — скорость или момент на валу — можно воздействовать любым управляющим воздействием, амплитудой или частотой напряжения, если применять специальные схемы управления. Но элементарное рассмотрение физических процессов в двигателе указывает на естественный выбор управляющих воздействий, упрощающий схемы управления.

При холостом ходе двигателя его первая механическая управляемая величина на выходе — угловая скорость вала однозначно связана с одним управляющим воздействием — частотой напряжения статора. Трехфазная обмотка статора образует вращающееся магнитное поле, скорость которого при идеальном холостом ходе ( $\beta=0$ ) равна угловой скорости вала

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{p} f_1.$$

Нагрузка тормозит ротор двигателя, он начинает отставать от магнитного поля на значение абсолютного скольжения  $\omega_d$ . Благодаря свойству саморегулирования (внутренней обратной связи), которым обладают все электродвигатели, с возникновением скольжения в роторе появляется ток, который во взаимодействии с потоком создает электромагнитный момент двигателя (см. рис. 1.2):

$$M = \frac{m_2}{2\pi} C_2 \Phi I_2 \cos \varphi_2,$$

где  $C_2 = 4,44 k_2 w_2$  — конструктивная постоянная ротора;  $k_2$  — обмоточный коэффициент;  $w_2$  — число витков одной фазы ротора.

Электромагнитный момент уравновешивает момент нагрузки (1.5), включая и механические потери в самом двигателе. Он пропорционален потерям в роторе, которые рав-

ны разности мощности вращающегося поля и полезной мощности:

$$P_{\text{р2}} = m_2 r_2 l^2_2 = M \omega_{\Delta}, \quad (1.6)$$

где  $\omega_{\Delta} = \omega_1 - \omega = \omega_{\text{ном}} \beta$  — абсолютное скольжение ротора.

Поток в асинхронном двигателе является сложной функцией обоих входных воздействий — амплитуды и частоты напряжения, а также момента нагрузки.

Из уравнения (1.4) можно получить полный магнитный поток:

$$\dot{\Phi}_1 = \frac{U_1 - r_1(I_0 + I'_2)}{m_2 C_2 f_1}. \quad (1.7)$$

Из этого выражения можно сделать два важных вывода.

1. При идеальном холостом ходе с незначительной погрешностью из-за падения напряжения в активном сопротивлении от тока холостого хода полный поток  $\Phi_{10}$  при всех частотах имеет постоянное значение и отстает по фазе от вектора напряжения  $U_1$  на  $90^\circ$ , если отношение напряжения к частоте поддерживать постоянным, т. е.

$$\Phi_{10} \approx \text{const} \text{ при } U_1/f_1 = \text{const}.$$

Этот вывод можно записать в другой, более наглядной форме, если выразить частоту статора через период

$$T_c = 1/f_1.$$

Тогда

$$\Phi_{10} = U_1 T_c, \quad (1.8)$$

если регулировать частоту при постоянном полном потоке, то произведение напряжения на период будет иметь постоянное значение.

2. Подставив в (1.7) выражение потока из (1.8), получим:

$$\dot{\Phi}_1 = \dot{\Phi}_{10} - \frac{(I_0 + I'_2) \cdot r_1}{m_2 C_2} \cdot \frac{r_1}{f_1} = \dot{\Phi}_{10} - \frac{I_0 + I'_2}{m_2 C_2} r_1 T_c.$$

Отсюда следует второе важное свойство частотного управления, которое было рассмотрено автором в 1938 г. [5]: при нагрузке снижение потока из-за падения напряжения в активных сопротивлениях статора возрастает обратно пропорционально частоте и пропорционально периоду напряжения статора  $T_c$ .

Значения потока в воздушном зазоре и полезного потока ротора определяются из векторной диаграммы рис. 1.2. На рис. 1.3 показано снижение потока в воздушном зазоре в зависимости от параметров  $\alpha$  при  $\beta = \text{const}$  и от  $\beta$  при  $\alpha = \text{const}$ .

При исследовании зависимостей, определяющих поток, нельзя игнорировать насыщения магнитной цепи машины. Увеличение потока за коленом кривой намагничивания ведет к крутым возрастанию тока холостого хода и падению амплитуды напряжения.

Рассмотренные элементарные соотношения дают основание вывести основные естественные принципы частотного управления скоростью электропривода:

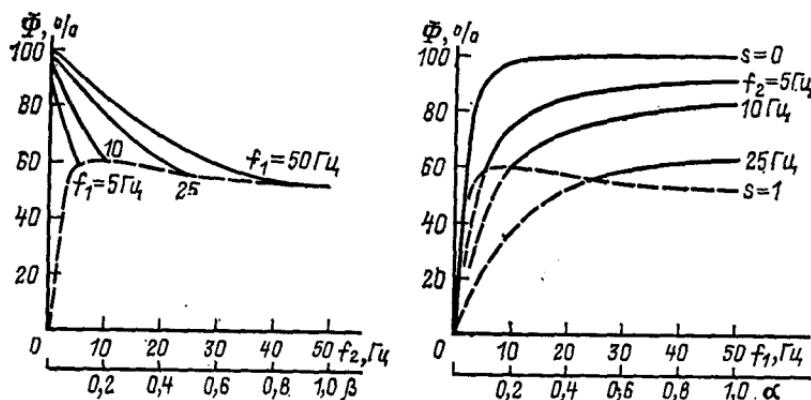


Рис. 1.3

угловая скорость регулируется изменением частоты напряжения статора;

поток двигателя регулируется изменением амплитуды напряжения;

произведение амплитуды напряжения на его период пропорционально полному потоку при холостом ходе;

для поддержания постоянства потока с понижением частоты необходимо компенсировать падение напряжения на активных сопротивлениях статора;

для получения максимально возможного момента двигателя необходимо поддерживать постоянным полезный поток ротора.

Из-за сложной взаимосвязи переменных величин двигателя эти принципы не реализуемы в чистом виде.

Практическая реализация частотного управления должна обеспечить наилучшие эксплуатационные технико-экономические характеристики привода. Это противоречивая задача, потому что улучшение одних характеристик, например уменьшение первоначальных затрат, сопровождается ухудшением других, например увеличением потерь, и т. д.

Таким образом, понятие «наилучший, или оптимальный режим» можно понимать только как некоторый компромисс между противоречивыми требованиями, зависящими от условий работы конкретного привода конкретной машины.

Отмеченной сложностью и противоречивостью проблемы частотного управления «самого простого» (конструктивно, но не функционально) асинхронного короткозамкнутого двигателя объясняется большое число исследований, проведенных за последние десятилетия. Предложено много различных законов и способов частотного управления, и все-таки едва ли вопрос можно считать исчерпанным, несмотря на значительное его прояснение.

В качестве простого и естественного решения задачи автором был предложен в 1955 г. закон рационального регулирования напряжения и частоты, идея которого заключалась в том, чтобы при всех частотах сохранялись в наибольшей степени расчетные условия работы двигателя при номинальной частоте [3].

## 1.2. УРАВНЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ В СТАЦИОНАРНОМ РЕЖИМЕ

Для выяснения принципиальных свойств короткозамкнутого асинхронного двигателя при разделенном управлении амплитудой и частотой напряжения рассмотрим сначала стационарные режимы в линейной идеализации, пользуясь схемой замещения (см. рис. 1.1). Активные сопротивления и индуктивности вначале будем считать постоянными, что позволит получить линейные зависимости, пригодные для исследования не только стационарных режимов, но и переходных электромеханических режимов без учета электромагнитных процессов.

В действительности эти параметры двигателя являются в той или иной степени переменными, в частности активные сопротивления статора зависят от температуры и явления вытеснения тока.

Для упрощения выводов будем пользоваться относительными величинами. Введенные в § 1.1 величины (1.1), (1.2), (1.3):

$$\alpha = f_1/f_{1\text{ном}}; \beta = f_2/f_{2\text{ном}}; s = f_2/f_1$$

дополним новыми:

относительное напряжение статора (действующее и амплитудное значения)

$$\gamma = U/U_{\text{ном}} = U_m/U_{m\text{ном}};$$

момент

$$\mu = M/M_{\text{ном}}; \quad (1.9)$$

поток

$$\varphi = \Phi / \Phi_{\text{ном}},$$

где  $\Phi_{\text{ном}}$  — рабочий поток, т. е. поток в воздушном зазоре при номинальном моменте  $M_{\text{ном}}$ .

Коэффициент статической устойчивости (перегружаемости)

$$\lambda = M_{ka} / M_{\text{ном}}.$$

Кроме того, будем пользоваться коэффициентами рассеяния статора и ротора:

$$\tau_1 = x_1 / x_0, \quad \tau_2 = x'_2 / x_0$$

и общим коэффициентом рассеяния

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2.$$

Для сокращения записи формул используем обозначения, уже получившие применения в литературе:

$$\left. \begin{array}{l} b = r_1 (1 + \tau_2); \\ c = x_0 \tau = x_1 (1 + \tau_2) + x'_2 = x_1 + x'_2 (1 + \tau_1); \\ d = r_1 / x_0 = \tau_1 / x_1 r_1; \\ e = 1 + \tau_1. \end{array} \right\} \quad (1.10)$$

Напряжение, приложенное к схеме замещения (см. рис. 1.1), имеет два независимых аргумента  $\alpha$  и  $\gamma$ :

$$U_{1\alpha} = U_{\text{ном}} \gamma e^{j(2\pi f_{\text{ном}} \alpha t)}.$$

Токи схемы замещения:

первичный

$$I_1 = U_{\text{ном}} \gamma \frac{\underline{z}_{0\alpha} + \underline{z}'_{23}}{\underline{z}_{1\alpha} (\underline{z}_{0\alpha} + \underline{z}'_{23}) + \underline{z}_{0\alpha} \underline{z}'_{23\alpha}}; \quad (1.11)$$

приведенный вторичный

$$I'_2 = U_{\text{ном}} \gamma \frac{\underline{z}_{0\alpha}}{\underline{z}_{1\alpha} (\underline{z}_{0\alpha} + \underline{z}'_{23}) + \underline{z}_{0\alpha} \underline{z}'_{23\alpha}};$$

ток намагничивающей ветви

$$I_0 = U_{\text{ном}} \gamma \frac{\underline{z}'_{23}}{\underline{z}_{1\alpha} (\underline{z}_{0\alpha} + \underline{z}'_{23}) + \underline{z}_{0\alpha} \underline{z}_{23\alpha}}.$$

Здесь

$$\underline{z}_{1\alpha} = r_1 + jx_1 \alpha; \quad \underline{z}_{0\alpha} = \underline{z}_0 \alpha; \quad \underline{z}'_{23} = jx'_2 + r'_2 \beta.$$

В ряде случаев допустимо пренебречь потерями в статоре, т. е. принимать  $r_0 = 0$ , что заметно упрощает формулы.

С этим упрощением полное сопротивление схемы замещения

$$z_1 = r_1 \frac{\left[ b^2 + r_1 \alpha \frac{r'_2}{\beta} + d^2 \left( \frac{r'_2}{\beta} \right)^2 \right] + j \left[ bc + de \left( \frac{r'_2}{\beta} \right)^2 \right]}{b^2 + d^2 (r'_2/\beta)^2}.$$

Его модуль

$$z_1 = r_1 \frac{\sqrt{(b^2 + c^2 \alpha^2) \beta / r'_2 + (d^2 + e^2 \alpha^2) r'_2 / \beta + 2r_1 \alpha}}{\sqrt{b^2 \beta / r'_2 + d^2 r'_2 / \beta}}.$$

Числитель этого выражения входит в качестве составной части почти во все формулы, описывающие двигатель, и зависит от параметров частоты статора  $\alpha$  и ротора  $\beta$ . Он имеет физический смысл отношения квадрата напряжения к мощности на фазу двигателя. Поэтому для упрощения формул удобно выделить самостоятельную функцию

$$R(\alpha, \beta) = R_{\alpha\beta} = \sqrt{(b^2 + c^2 \alpha^2) \frac{\beta}{r'_2} + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{r'_2}{\beta} + 2r_1 \alpha}. \quad (1.12)$$

Ниже будет показано, что

$$R_{\alpha\beta} = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2}{P_{cb}} = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2}{\omega_{1\text{ном}} M}.$$

Фазовый угол полного сопротивления схемы замещения  $z_1$  определяется формулой

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{bc\beta/r'_2 + der'_2/\beta}{b^2\beta/r'_2 + d^2r'_2/\beta + r_1\alpha} \alpha.$$

Действующие значения токов:

$$I_1 = U_{\text{ном}} \gamma \frac{\sqrt{b^2 \beta / r'_2 + d^2 r'_2 / \beta}}{r_1 R(\alpha, \beta)}; \quad (1.13)$$

$$I'_2 = U_{\text{ном}} \gamma \frac{\sqrt{\beta / r'_2}}{R(\alpha, \beta)}; \quad (1.14)$$

$$I_0 = U_{\text{ном}} \gamma \frac{\sqrt{x_2'^2 \beta / r'_2 + r'_2 / \beta}}{x_0 R(\alpha, \beta)}. \quad (1.15)$$

Коэффициент мощности

$$\cos \varphi_1 = \frac{b^2 \beta / r'_2 + d^2 r'_2 / \beta + r_1 \alpha}{\sqrt{R^2(\alpha, \beta) (b^2 \beta / r'_2 + d^2 r'_2 / \beta)}}. \quad (1.16)$$

Для ЭДС, индукируемой в обмотках статора, имеем:

$$E_1 = I_0 z_0 \alpha = C_1 f_{1\text{ном}} \alpha \Phi$$

и, используя (1.12),

$$E_1 = U_{\text{ном}} \gamma a - \frac{\sqrt{x_2'^2 \beta / r'_2 + r'_2 / \beta}}{R(\alpha, \beta)}.$$

Отсюда поток в воздушном зазоре

$$\Phi = \frac{U_{\text{ном}}}{C_1 f_{\text{ном}}} \gamma \frac{\sqrt{x_2'^2 \beta / r'_2 + r'_2 / \beta}}{R(\alpha, \beta)}. \quad (1.17)$$

Уравнение электромагнитного момента получим из выражений электрических потерь в роторе (1.6) и тока ротора (1.14):

$$M = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{\omega_{\text{ном}}} \gamma^2 \frac{1}{R^2(\alpha, \beta)}. \quad (1.18)$$

Важное значение имеет выражение момента через поток в воздушном зазоре и ток ротора, которое можно получить из (1.14), (1.17) и (1.18),

$$M = \frac{m_1}{2\pi} \Phi I'_2 \cos \varphi_2 = \frac{m_1}{2\pi} \Phi_2 I'_2,$$

где  $\Phi_2 = \Phi \cos \varphi_2$  — поток ротора.

Исключив из (1.18) напряжение с помощью (1.17), получим выражение момента через рабочий поток и абсолютное скольжение:

$$M = \Phi^2 \frac{m_1 C_1 f_{\text{ном}}}{2\pi} \frac{r'_2 / \beta}{x_2'^2 + r'_2 / \beta^2}.$$

Момент имеет максимум при некотором критическом значении абсолютного скольжения

$$\beta_{\text{кр}} = r'_2 \sqrt{\frac{d^2 + e^2 \alpha^2}{b^2 + c^2 \alpha^2}}. \quad (1.19)$$

Критическое скольжение  $\beta_{\text{кр}}$  не зависит от напряжения статора (параметра  $\gamma$ ), но зависит от параметра частоты статора  $a$ .

Как и при номинальной частоте, параметр  $\beta_{\text{кр}}$  делит механическую характеристику двигателя на две области: статически устойчивую при  $\beta < \beta_{\text{кр}}$  и статически неустойчивую при  $\beta > \beta_{\text{кр}}$ .

Границное выражение максимального момента получим из выражения (1.18), подставив в него  $\beta_{\text{кр}}$  из (1.19):

$$M_{\max} = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{\omega_{\text{ном}}} \gamma^2 \frac{1}{2 \sqrt{(b^2 + c^2 \alpha^2)(d^2 + e^2 \alpha^2) \pm r_1 a}}.$$

Здесь плюс относится к двигательной, а минус — к генераторной областям характеристик.

Формулу для пускового момента найдем из (1.18), имея в виду, что при неподвижном роторе  $\beta=a$ :

$$M_{\text{п}} = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{\omega_{1\text{н}}} \gamma^2 \frac{1}{(b^2 + c^2 \alpha^2) \frac{\alpha}{r'_2} + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{r'_2}{\alpha} + 2r_1 \alpha}.$$

Жесткость механической характеристики двигателя можно оценить с помощью касательной, проведенной в начальной точке  $M=0$ ,  $\beta=0$ :

$$k_{m_0} = \frac{\partial M}{\partial \omega} = \frac{\partial M}{\omega_{1\text{ном}} \partial \beta} \text{ при } \beta=0.$$

Выражение момента можно записать в модифицированной форме уравнения Клосса:

$$M = M_{\max \alpha} \frac{2(1 + q\beta_{kp})}{\beta/\beta_{kp} + \beta_{kp}/\beta + 2q\beta_{kp}} \gamma^2, \quad (1.20)$$

где

$$q\beta_{kp} = \frac{r_1 \alpha}{r'_2 (l^2 + e^2 \alpha^2)} \quad \beta_{kp} = \sqrt{\frac{r_1 \alpha}{(b^2 + c^2 \alpha^2)(d^2 + e^2 \alpha^2)}},$$

а

$$M_{\max \alpha} = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{\omega_{1\text{ном}}} \frac{q\beta_{kp}}{2r_1 \alpha (1 + q\beta_{kp})}.$$

Статическую устойчивость имеет смысл оценивать только в установившемся режиме ( $\alpha=\text{const}$ ,  $\gamma=\text{const}$ ,  $\beta=\text{const}$ ) отношением максимального момента  $M_{\max \alpha}$  при данных значениях  $\alpha$  и  $\gamma$  к номинальному моменту

$$M_{\text{ном}} = \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{\omega_{1\text{ном}}} \frac{1}{(b^2 + c^2) \frac{s_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2) \frac{r'_2}{s_{\text{ном}}} + 2r_1}.$$

Приведенные формулы дают выражения момента двигателя в зависимости от параметра абсолютного скольжения  $\beta$ , максимального и пускового моментов, а также критического абсолютного скольжения  $\beta_{kp}$ , в явной зависимости от обеих независимых переменных — параметров управления — частоты  $\alpha$  и напряжения  $\gamma$ , так как в них  $b$ ,  $c$ ,  $d$  и  $e$  — постоянные параметры машины. В реальных условиях работы двигателя независимой величиной является, конечно, не абсолютное скольжение, а момент двигателя, равный сумме моментов статического и динамиче-

ского сопротивлений (1.5). Абсолютное скольжение является функцией момента, напряжения на выводах двигателя и его частоты. Из уравнений (1.18) и (1.12) находим:

$$\beta = \frac{r_2'}{b^2 + c^2\alpha^2} \left[ \left( \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{2\omega_{1\text{ном}}} \frac{\gamma^2}{M} - r_1 \alpha \right) \right] \pm \\ \pm \sqrt{\left( \frac{m_1 U_{\text{ном}}^2}{2\omega_{1\text{ном}}} \frac{\gamma^2}{M} - r_1 \alpha \right) - (b^2 + c^2\alpha^2)(d^2 + e^2\alpha^2)}.$$

Нетрудно видеть, что в уравнениях для тока ротора и момента место, которое при номинальной частоте занимало относительное скольжение  $s$ , при частотном управлении занял параметр абсолютного скольжения  $\beta$ , который в теории асинхронного двигателя при управляемой частоте играет такую же роль, как относительное скольжение  $s$  при постоянной частоте.

Таким образом, поведение асинхронного двигателя при частотном управлении полностью и однозначно определяется тремя независимыми переменными: частотой тока статора, или относительным параметром  $\alpha$ , амплитудой напряжения статора, или относительным параметром  $\gamma$ , и моментом двигателя, или параметром абсолютного скольжения  $\beta$ , который играет роль промежуточного параметра нагрузки.

При заданном законе управления амплитудой и частотой напряжения относительные параметры  $\alpha$  и  $\beta$  характеризуют состояние не только электрических, но и механических величин двигателя.

Параметр  $\alpha$  характеризует не только частоту тока статора, но и угловую скорость ротора (с точностью до скольжения):

$$\omega = \omega_{1\text{ном}}(\alpha - \beta). \quad (1.21)$$

Параметр абсолютного скольжения  $\beta$  характеризует не только частоту тока ротора, но и момент двигателя (если пренебречь падением напряжения в активных сопротивлениях статора).

### 1.3. КРУГОВЫЕ ДИАГРАММЫ

Наглядное и информативное представление о характеристиках асинхронного двигателя дает метод векторных уравнений и его графическая интерпретация в виде геометрических мест — множества точек, описываемых на плоскости векторами состояния при изменении параметров: нагрузки — скольжения  $\beta$  и управления — частоты  $\alpha$  и напряжения  $\gamma$  [3]. Метод векторных уравнений может стать

полезным подспорьем при аналитических исследованиях и расчетах на цифровых ЭВМ и сократить машинное время. Геометрические места показывают поведение асинхронного привода по всему пространству состояний и позволяют выбрать минимальное число вариантов, заслуживающих расчета на ЭВМ. С другой стороны, геометрические места — годографы состояния в функции параметров  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $\gamma$  могут быть рассчитаны на ЭВМ, а их изображения выведены на графопостроители или дисплеи для наблюдения, исследования и корректирования. Однако этот вопрос, относящийся к машинному проектированию, еще мало разработан.

При частотном управлении построение круговых диаграмм на плоскости осложняется появлением двух новых независимых переменных — частоты  $\alpha$  и напряжения  $\gamma$ .

В общем случае вектор первичного тока записывается уравнением вида

$$\underline{I}_1 = \dot{U}_{\text{ном}} \gamma \frac{\underline{A} + \underline{B}/\beta}{\underline{C} + \underline{D}\alpha + \underline{E}/\beta + \underline{F}\alpha/\beta},$$

где  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$ ,  $\underline{C}$ ,  $\underline{D}$ ,  $\underline{E}$  и  $\underline{F}$  — постоянные параметры (если насыщением пренебрегают);  $\dot{U}_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}$ .

Из этой функции трех переменных легко исключить одну — напряжение, если заменить в уравнениях геометрических мест токи проводимостями:

$$\underline{G} = \frac{\underline{I}_1}{\dot{U}_{\text{ном}} \gamma} = \frac{\underline{A} + \underline{B}/\beta}{\underline{C} + \underline{D}\alpha + \underline{E}/\beta + \underline{F}\alpha/\beta}. \quad (1.22)$$

Так как проводимость численно равна току при напряжении на выводах статора 1 В, то, умножив любой вектор проводимости на напряжение, получим ток.

Вектор проводимости статора  $\underline{G}_1$  будет описывать на комплексной плоскости кривые, зависящие от двух параметров: частоты ротора  $\alpha$  и частоты ротора или абсолютного скольжения  $\beta$ .

Из этих кривых можно выделить геометрические места двух видов.

1. Семейство геометрических мест проводимости (тока) по параметру управления  $\alpha$  при различных постоянных значениях параметра нагрузки, т. е. абсолютного скольжения  $\beta$ :

$$\underline{G}_\alpha = \frac{\underline{A} + \underline{B}_3}{\underline{D}_\alpha + \underline{H}_3} = G(\alpha) \text{ при } \beta = \text{const}$$

— геометрические места постоянного абсолютного скольжения.

**2. Семейство геометрических мест проводимости (тока)** по параметру нагрузки  $\beta$  при различных постоянных значениях параметра управления  $a$ :  $G_\beta$  при  $a=\text{const}$ . Это семейство отличается от обычных круговых диаграмм при постоянной частоте, очевидно, только параметром. Вместо относительного скольжения  $s$  они имеют параметр нагрузки  $\beta$ , пропорциональный абсолютному скольжению:

$$G_\beta = \frac{A + B/\beta}{K + L/\beta} = G(\beta) \text{ при } a = \text{const}. \quad (1.23)$$

К первому виду геометрических мест следует отнести и кривые, описываемые вектором центра окружностей проводимости (тока), поскольку эти кривые не зависят от параметра нагрузки  $\beta$ , но зависят от параметра управления  $a$ .

При переходных электромеханических процессах частотного управления векторы токов будут описывать на комплексной плоскости кривые, для которых семейства геометрических мест обоих указанных видов будут служить сеткой своеобразных криволинейных координат.

Практическое значение геометрических мест постоянной частоты статора, т. е. обычных круговых диаграмм, не требует пояснений. Геометрические места постоянного абсолютного скольжения полезны в двух отношениях. Во-первых, они дают характерные точки круговых диаграмм, необходимые для построения последних при любом заданном значении частоты статора, т. е. параметра управления  $a$ ; во-вторых, они наглядно показывают влияние изменения частоты статора на характеристики двигателя и на деформацию круговых диаграмм.

Поле обоих семейств геометрических мест  $a=\text{const}$  и  $\beta=\text{const}$  может дать полное и наглядное представление о поведении двигателя в любых режимах частотного управления.

Для практического применения геометрических мест необходимо не только построить их кривые согласно векторным уравнениям, но и указать на них распределение точек соответствующего параметра:  $a$  — для геометрических мест постоянного абсолютного скольжения  $\beta=\text{const}$  и параметра  $\beta$  — для геометрических мест постоянной частоты статора  $a=\text{const}$ .

Для геометрических мест  $a=\text{const}$  распределение точек параметра нагрузки  $\beta$  может быть установлено с помощью шкал, которые строятся аналогично шкале скольжения обычной круговой диаграммы.

Распределение точек параметра частоты статора  $a$  на геометрических местах постоянного скольжения  $\beta=\text{const}$  может быть определено при помощи шкал прямого параметра  $a$  или обратного параметра  $1/a=a$ .

Эти шкалы в нашем случае проще всего строить, исходя из следующих соображений.

Положение точки на прямой проводимости (тока)  $G_1$  может быть определено фазой вектора тока этой точки  $\varphi$  или дополнительным углом  $\sigma=\pi/2-\varphi$ , отложенным от оси абсцисс. Угол определяется выражением

$$\operatorname{tg} \sigma = I_a / I_\mu,$$

где  $I_a$  и  $I_\mu$  — активная и реактивная составляющие тока.

В общем случае

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{P + Qa}{R}, \quad (1.24)$$

где  $P$ ,  $Q$  и  $R$  могут содержать кроме активных и реактивных сопротивлений фиксированные значения параметра  $\beta$ .

На основании (1.24) строится в произвольном масштабе шкала, уравнение которой будет:

$$p = P - jR + Qa.$$

Шкала пройдет параллельно оси ординат (рис. 1.4). Нуль шкалы определяется аргументом

$$\operatorname{tg} \sigma_0 = P/R,$$

а масштаб — аргументом вектора, проведенного через единицу шкалы,

$$\operatorname{tg} \sigma_1 = (P+Q)/R.$$

Положение фиксированной точки  $a^*$  на кривой определяется ее пересечением с лучом, проведенным в соответствующее деление шкалы  $a^*$ .

Шкалу обратного параметра  $a=1/a$  приходится строить ввиду того, что шкала прямого параметра  $a$  располагается близко от оси абсцисс, но для малых частот необходимо строить шкалу параметра  $a$ . Из уравнения (1.24), заменив  $a$  на  $1/a$ , имеем:

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{Pa + S}{Ra},$$

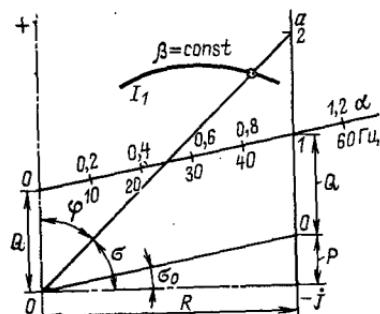


Рис. 1.4

откуда находим уравнение шкалы

$$\underline{p} = \frac{1}{\alpha} S + (P - jR) = P - jR + Sa.$$

Шкала проходит через точку  $S$  оси ординат под углом  $\sigma_0$  к оси абсцисс. Масштаб шкалы определяется аргументом

$$\operatorname{tg} \sigma_1 = (P + S)/R,$$

так как ее нуль лежит на оси ординат.

Рассмотрим сначала геометрические места постоянного абсолютного скольжения.

Для упрощения, как и в § 1.2, будем пренебрегать потерями в стали, т. е. допустим, что  $r_0 = 0$  (уравнения с учетом  $r_0$  имеются в [3]).

Общее уравнение проводимости (тока) первичной цепи статора (1.22) запишем в виде

$$\underline{G}_1 = \frac{H}{r_1 H + S \alpha}. \quad (1.25)$$

Здесь обозначено:

$$\begin{aligned} H &= r'_2/\beta + jx_0(1 + \tau_2); \\ S &= jx_0(1 + \tau_1)r'_2/\beta - x_0^2\alpha. \end{aligned}$$

Непосредственно из (1.25) видно, что геометрические места постоянного абсолютного скольжения при независимом управлении напряжением и частотой, т. е. при  $U = U_{\text{ном}}\gamma$ , являются окружностями, проходящими через начало координат. Положение центров окружностей определяется вектором

$$\underline{\rho} = \frac{1}{2r_1} \left[ 1 + j \frac{x_0}{(1 + \tau_1)r'_2/\beta + \tau(1 + \tau_2)x_0^2\alpha/r'_2} \right], \quad (1.26)$$

который можно записать в более наглядном виде [3]

$$\underline{\rho} = \frac{1}{2r_1} + \frac{1}{8r_1 \sqrt{\tau(1 + \tau)}} (e^{j\theta} - e^{-j\theta}), \quad (1.27)$$

или

$$\underline{\rho} = \frac{1}{2r_1} + j \frac{\sin \theta}{4r_1 \sqrt{\tau(1 + \tau)}},$$

где

$$\theta = 2 \operatorname{arctg} \frac{x_0}{r'_2} \sqrt{\tau \frac{1 + \tau_2}{1 + \tau_1} \beta}. \quad (1.28)$$

Рис. 1.5 поясняет расположение центров окружностей  $\beta = \text{const}$  на отрезке  $p$ , представляющем собой эллипс, вы-

рожденный из-за допущения  $r_0=0$ . Конец вектора  $\underline{\rho}$ , с возрастанием  $\beta$  от 0, скользит по отрезку (верхняя половина эллипса) влево до максимального значения

$$\beta_{max} = \frac{r'_2}{x_0} \sqrt{\frac{1 + \tau_1}{\tau(1 + \tau_2)}}.$$

При дальнейшем увеличении  $\beta$  конец вектора  $\underline{\rho}$  возвращается обратно по тому же отрезку (нижняя половина эллипса) до точки, в которой  $\beta=\infty$  и которая совпадает с начальной точкой  $\beta=0$ .

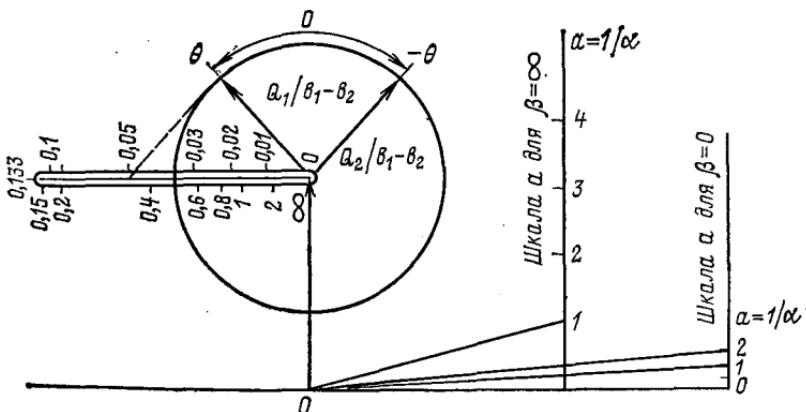


Рис. 1.5

Распределение точек параметра  $\alpha$  по окружности  $\beta=\text{const}$  может быть установлено при помощи шкал параметра  $\alpha$ . Уравнение для этих шкал можно получить из уравнения (1.25), записав его в виде

$$G_1 = \frac{1}{r_1 + F(\beta)\alpha} = \frac{1}{r_1 + F_x\alpha + jF_y\alpha},$$

где

$$F(\beta) = x_0 \frac{-x_0\tau + j(1 + \tau_1)r'_2/\beta}{r'_2/\beta + jx_0(1 + \tau_2)}.$$

Отсюда находим выражение для углового аргумента шкалы из условия  $\operatorname{tg} \sigma = \operatorname{ctg} \varphi$ , где  $\varphi$  — фазовый угол вектора проводимости:

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{F_x\alpha + r_1}{F_y\alpha} = \frac{F_x + r_1\alpha}{F_y}$$

и в развернутом виде

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{x_0^2 r'_2 / \beta + r_1 [x_0^2 (1 + \tau_2)^2 + r'_2^2 / \beta^2]}{x_0 [x_0^2 \tau (1 + \tau_2) + (1 + \tau_1) r'_2^2 / \beta^2]}. \quad (1.29)$$

Шкала проводится параллельно оси ординат на произвольном от нее расстоянии. Нуль и единица шкалы определяются лучами, проведенными под углом к оси абсцисс,  $\sigma$  при  $a=0$  и  $\sigma$  при  $a=1$  ( $a=1/\alpha$ ).

Найдем теперь окружности  $\beta=\text{const}$  для двух граничных случаев:  $\beta=0$ , т. е. окружность идеального холостого хода, так как при  $\beta=0$  и  $s=0$ , и окружность  $\beta=\infty$ , т. е. окружность идеального короткого замыкания, так как при  $\beta=\infty$  и  $s=\infty$ .

Вектор центра окружности идеального холостого хода получим из (1.27) подстановкой  $\beta=0$ :

$$\underline{\rho}_0 = 1/2r_1.$$

Шкала параметра частоты статора может быть определена непосредственно из выражения (1.25) для проводимости при  $\beta=0$  тангенсом ее углового аргумента

$$\operatorname{tg} \sigma_0 = \frac{r_1}{x_0(1 + \tau_1)\alpha} = \frac{r_1 a}{x_0(1 + \tau_1)}. \quad (1.30)$$

Для окружности идеального короткого замыкания  $\beta=\infty$ ,  $b_\beta=1/\beta=0$  аналогичным путем получим:

$$\underline{\rho}_\infty = 1/2r_1 = \rho_0.$$

Уравнение тангенса шкалы параметра  $b_\beta$  получим из (1.29), подставляя  $b_\beta=0$ :

$$\operatorname{tg} \sigma_\infty = \frac{r_1(1 + \tau_2)}{x_0 \tau} \alpha. \quad (1.31)$$

Окружности идеального холостого хода и идеального короткого замыкания совпадают (с точностью до потерь в стали), но имеют разные шкалы параметра частоты.

Геометрическое место вектора центра окружности первичной проводимости определяется из выражения (1.25). Залишем его в виде

$$\underline{G}_1 = \frac{\underline{J} + r'_2 b}{\underline{L}_1 + H r'_2 b}, \quad (1.32)$$

где  $\underline{J}=jx_0(1+\tau_2)$ ;  $\underline{L}_1=rJ-x_0^2(\tau)$ ;

$$\underline{H}=r_1+jx_0(1+\tau_1)a; b=1/\beta.$$

Вектор центра находится по формуле

$$\underline{\rho} = \frac{JH^* - L^*}{L\bar{H}^* - \bar{L}^*\bar{H}}.$$

Индекс \* относится к сопряженному комплексу. В развернутом виде

$$\underline{\rho} = \frac{r_1(1+\tau_2) - j\left(\frac{1}{2} + \tau\right)x_0\alpha}{r_1^2(1+\tau_2) + x_0^2\tau(1+\tau_1)\alpha^2}. \quad (1.33)$$

Это уравнение безциркулярного квартика [6], который разлагается на сумму двух окружностей, проходящих через начало координат,

$$\underline{\rho} = \frac{Q_1}{\underline{\alpha} - \underline{\alpha}_1} + \frac{Q_2}{\underline{\alpha} - \underline{\alpha}_2}. \quad (1.34)$$

Здесь  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — комплексные сопряженные корни знаменателя (1.33):

$$\begin{aligned} \underline{\alpha}_1, \underline{\alpha}_2 &= \pm j \frac{r_1}{(1+\tau_1)x_0} \sqrt{\frac{1+\tau}{\tau}}; \\ Q_{1,2} &= \frac{j}{2x_0} \left[ \mp \frac{1+\tau_2}{V\tau(1+\tau)} + \frac{1/2 + \tau}{\tau(1+\tau_1)} \right]. \end{aligned}$$

Применив подстановку

$$\frac{\underline{\alpha} - \underline{\alpha}_1}{\underline{\alpha} - \underline{\alpha}_2} = e^{j\theta},$$

где

$$\theta = 2 \operatorname{arctg} \frac{r_1 V \tau (1 + \tau)}{|2x_0(1 + \tau_1)\alpha|},$$

представим (1.34) в полярной форме:

$$\underline{\rho} = \frac{Q_2 - Q_1}{\underline{\alpha}_1 - \underline{\alpha}_2} + \frac{Q_1}{\underline{\alpha}_1 - \underline{\alpha}_2} e^{j\theta} - \frac{Q_2}{\underline{\alpha}_1 - \underline{\alpha}_2} e^{-j\theta}. \quad (1.35)$$

Это уравнение эллипса, большая полуось которого

$$R_{c1} = j \frac{Q_2 + Q_1}{\underline{\alpha}_1 - \underline{\alpha}_2} = -j \frac{1 + 2\tau}{4r_1 V \tau (1 + \tau)}, \quad (1.36)$$

а малая

$$R_{c2} = \frac{Q_1 - Q_2}{\underline{\alpha}_1 - \underline{\alpha}_2} = -\frac{1}{2r_1}. \quad (1.37)$$

Абсцисса центра эллипса равна большой полуоси  $R_{c1}$ . Центр эллипса и его малая полуось находятся на действительной положительной полуоси, а большая ось проходит параллельно мнимой оси координат. Нетрудно видеть, что малая полуось эллипса равна радиусу окружности  $\beta=0$  и  $\beta=\infty$ , т. е. центры этой окружности и эллипса совпадают (рис. 1.6).

Шкалу параметра частоты  $a$  для разметки точек на эллипсе центров можно построить по угловому аргументу вектора эллипса из (1.35). Аргумент этого вектора  $\sigma$  определяется только числителем (1.33). На этом основании, отсчитывая  $\sigma$  от мнимой отрицательной полуоси, получим:

$$\operatorname{tg} \sigma_c = 2 \frac{r_1}{x_0} \frac{1 + \tau_2}{1 + 2\tau} \frac{1}{a}. \quad (1.38)$$

Радиус окружности проводимости определяется из (1.23) общим выражением

$$R_c = \frac{AL - K}{K^*L - KL^*},$$

которое после подстановок дает:

$$R_c = j \frac{x_0^2 \alpha}{2r_1^2 (1 + \tau_2)}. \quad (1.39)$$

Радиус окружности  $R_c$  уменьшается прямо пропорционально частоте статора  $a$ .

Для построения круговых диаграмм нет необходимости вычислять радиус окружности проводимости, поскольку эта окружность определяется своим центром и любой из точек  $\beta=0$  ( $s=0$ ) и  $\beta=\infty$  ( $s=\infty$ ).

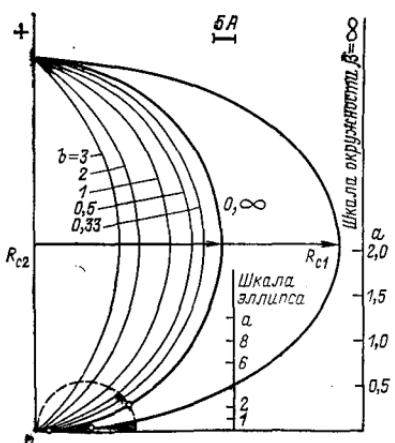


Рис. 1.6

На рис. 1.6 построены на основании изложенных здесь соотношений геометрические места постоянного абсолютного скольжения: окружности  $\beta=0$ ,  $\beta=\infty$ ,  $\beta=1$  ( $f_2=f_{1\text{ном}}$ ), эллипс центров, а также их шкалы частоты статора  $a$ . Построения выполнены по числовым данным, приведенным ниже.

Для построения круговой диаграммы проводимостей (или тока) при некотором постоянном значении часто-

статора на эллипсе центров и окружности  $\beta=0, \infty$  с помощью соответствующих шкал параметра  $a$  строятся точки центра,  $\beta=0$  и  $\infty$  ( $s=0, \infty$ ). Центр окружности первичного тока можно построить по двум точкам  $s=0$  и  $s=\infty$ , не строя эллипса, но имея шкалу его параметра. Для этого достаточно точки  $s=0$  и  $s=\infty$  соединить хордой (т. е. линией моментов) и из ее средней точки провести нормаль до пересечения с лучом, соединяющим начало координат с соответствующим делением  $a=a^*$  шкалы эллипса. Точка пересечения даст центр окружности тока при  $a=a^*$ .

Точки  $\beta=0$  ( $s=0$ ) и  $\beta=\infty$  ( $s=\infty$ ) определяют окружность первичного тока и линию момента  $s=0, s=\infty$ . Положение точки короткого замыкания  $s=1$  ( $a=\beta$ ), определяющей положение линии полезной мощности, т. е. хорды  $s=0, s=1$ , проще всего установить по отношению к электрических потерь ротора и статора при коротком замыкании  $s=1$ .

Это отношение, приближенно:

$$K_P = \frac{P_{13, \kappa}}{P_{29, \kappa}} = \frac{r_1}{r'_2} \left[ (1 + \tau_2)^2 + \tau_2 \left( \frac{r'_2}{x'_2} \right)^2 \frac{1}{\alpha^2} \right]. \quad (1.40)$$

С понижением частоты оно гиперболически возрастает, потому что потери в статоре не равны нулю при  $a=0$  (на постоянном токе).

Для построения точки короткого замыкания таким способом (рис. 1.7) нужно на прямой  $\overline{ab}$ , произвольно проведенной по направлению измерения мощностей, т. е. нормально вектору центра окружности проводимости (первичного тока), построить отрезок  $\overline{cd}=ed/K_P$ . Очевидно, точки  $c, s=0$  и искомая точка короткого замыкания  $s=1$  будут лежать на одной прямой. После этого строится обычным методом шкала параметра скольжения как прямая, проведенная параллельно линии моментов до пересечения с продолжением линии полезной мощности. Эта точка пересечения даст единицу шкалы скольжения, а точка пересечения шкалы с касательной к окружности в точке  $s=0$  даст нуль шкалы скольжения.

Таким образом, определены все основные элементы окружности проводимости (тока) для любой частоты.

Некоторые построения можно упростить. Построение окружностей постоянного абсолютного скольжения встречает затруднения из-за большого радиуса (на рис. 1.6 пунктиром показана в нижнем левом углу окружность то-

ка при номинальной частоте). Но точки этих окружностей легко рассчитать по формуле, вытекающей из уравнения окружности в декартовых координатах:

$$y = y_{\text{ц}} + \sqrt{R^2 - (x_{\text{ц}} + x)^2}.$$

Здесь  $R$  — радиус окружности,  $y_{\text{ц}}$  — ордината ее центра, отсчитываемая по действительной положительной полуоси, принятой за ось  $y$ ,  $x_{\text{ц}}$  — абсцисса, отсчитываемая по оси  $x$ , направленной по отрицательной мнимой полуоси.

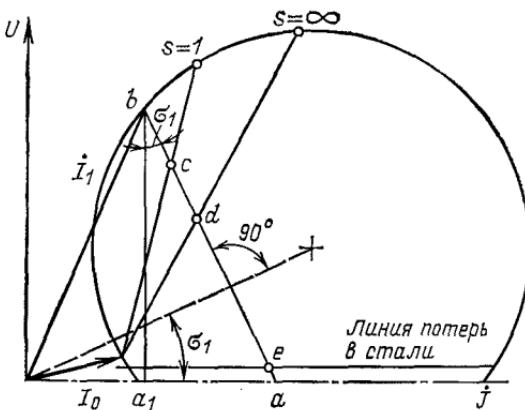


Рис. 1.7

Определение на построенной круговой диаграмме величин двигателя — токов статора и ротора, подводимой и отдаваемой мощностей, потерь, момента,  $\cos \phi$ , КПД и скольжения выполняется, так же как и на круговых диаграммах, при постоянной частоте.

Масштаб проводимости (а также и шкалы параметров частоты  $a$  и  $a-1/a$ ) не зависит от напряжения и может быть выбран одинаковым для всех частот и, следовательно для всех законов управления. Произведение масштаба первичной проводимости на фиксированное значение напряжения даст масштаб первичного тока  $m_{I1}$ . Масштаб вторичного тока (и проводимости) зависит от частоты из-за активного сопротивления статора:

$$m_{I2} = m_{I1} \sqrt{(1 + \tau_1)^2 + \left(\frac{r_1}{x_0 a}\right)^2}, \quad (1.41)$$

но это влияние  $r_1$  начинает сказываться только при низких частотах, так как  $r_1 \ll x_0$ .

Масштаб мощности зависит от частоты и устанавливается из следующих соотношений. Первичная мощность измеряется на круговой диаграмме (см. рис. 1.7) отрезком  $\overline{ab}$  и равна

$$P_1 = \overline{ab} m_p,$$

где  $m_p$  — масштаб мощности.

С другой стороны, она может быть измерена отрезком  $\overline{a_1b}$  и тогда

$$P = \overline{a_1b} m_{p1} = \overline{a_1b} m_1 U_{\phi, \text{ном}} m_{I1}.$$

Приравнивая эти два равенства, находим:

$$m_p = m_{p1} \frac{\overline{a_1b}}{\overline{ab}} = m_1 U_{\phi, \text{ном}} m_{I1} \cos \sigma_1, \quad (1.42)$$

так как

$$\cos \sigma_1 = \overline{a_1b}/\overline{ab}$$

вследствие того, что отрезки  $\overline{a_1b}$  и  $\overline{ab}$  и стороны угла  $\sigma$  взаимно перпендикулярны.

Масштаб мощности зависит от частоты, поскольку от частоты зависит напряжение, т. е. параметр, и, кроме того, от падения напряжения в активных сопротивлениях статора, учитываемого множителем

$$\cos \sigma_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{2r_1(1+\tau_2)}{x_0(1+2\tau)\alpha} \right)^2}}.$$

Масштаб момента находится, как и обычно, из формулы

$$M = P_0 / \omega_{1\text{ном}} a.$$

Так как электромагнитная мощность

$$P_0 = \overline{bd} m_p,$$

то масштаб момента

$$m_M = \frac{m_p}{\omega_{1\text{ном}}/p} = \frac{m_1 U_{\phi, \text{ном}} m_{I1}}{\frac{\omega_{1\text{ном}}}{p} \alpha}. \quad (1.43)$$

Он изменяется обратно пропорционально частоте статора, т. е. параметру  $a$ , а также из-за влияния на поток

активного сопротивления статора, учитываемого множителем  $\cos \sigma_1$ .

При переходе от одного напряжения к другому масштабы мощности и момента пересчитываются пропорционально квадрату напряжения или его параметра  $\gamma$ .

**Числовые примеры.** Числовые примеры и все иллюстрации выполнены на основании расчетов для одного и того же двигателя специальной серии для частотного управления, завода «Электросила» им. Кирова, а именно для двигателя с нормальным пазом АЗР 24/10-6 (асинхронный, закрытый, рольганговый, шестиполюсный). Номинальные данные двигателя:  $U=285/125$  В,  $P=0,736/0,324$  кВт,  $I_1=4,7/4$  А,  $f=37,5/16,5$  Гц.

В табл. 1.1—1.3 приведены результаты испытаний двигателя. На основании результатов поверочного расчета и сопоставления их с экспериментальными данными приняты следующие значения сопротивлений машины (в омах, при температуре 85°C и частоте  $f_{1\text{ном}}=50$  Гц):

$$r_1 = 2,64; \quad r'_2 = 3,77; \quad r_0 = 1,92;$$

$$x_1 = 5,52; \quad x'_2 = 4,8; \quad x_0 = 77;$$

$$z_1 = 6,11; \quad z'_2 = 6,10; \quad z_0 = 77,1.$$

Таблица 1.1. Опыт холостого хода

$f_1$ , Гц	$U_L$ , В	$I_0$ , А	$P_0$ , Вт	$P_{ct}$ , Вт	$P_{tp}$ , Вт
50	380	2,67	108	41	23
37,5	285	2,65	91	33,5	11,5
16,5	125	2,54	65	18,5	5,5

Таблица 1.2. Опыт короткого замыкания

$f_1$ , Гц	$U_L$ , В	$I_K$ , А	$P_K$ , Вт	$M_{\omega_1}$ , Вт	$M$ , Н·м	$\cos \varphi_K$	$r_K$ , Ом	$z_K$ , Ом	$x_K$ , Ом
50	380	20,1	9020	5980	58	0,684	7,45	10,9	7,97
37,5	285	17,5	6290	4047	52	0,725	6,84	9,41	6,5
16,5	125	11,3	1950	1100	32,3	0,765	4,91	6,4	4,13

Таблица 1.3. Опыт нагрузки и нагрева

$f_1$ , Гц	$U_L$ , В	$I$ , А	$P_1$ , Вт	$s$ , %	$P^*_\Sigma$ , Вт	$P_2$ , Вт	$\eta$ , %	$\cos \varphi$	$\Delta t$ , °C
37,5	285	3,25	889	3,65	153	736	82,8	0,55	31
16,5	125	3,33	467	9,8	143	324	69,6	0,65	37

\*  $P^*_\Sigma$  — суммарные потери в двигателе.

Полное сопротивление  $z_0$  ветви схемы замещения, учитывающей магнитную цепь машины, подсчитано по данным опыта холостого хода (табл. 1.1) следующим образом:

$$r_0 = \frac{P_{ct}}{m_1 I_{0a}^2} = \frac{41}{3 \cdot 2,67^2} = 1,92 \text{ Ом};$$

$$x_0 + x_1 = \frac{U_{1\phi}}{I_0} \sin \varphi_0 = \frac{220}{2,67} = 82,5 \text{ Ом.}$$

Здесь

$$\sin \varphi_0 = \frac{\sqrt{I_{0a}^2 - I_{0a}^2}}{I_0},$$

$$J_{0a} = \frac{P_{ct} + P_{90}}{U \sqrt{3}},$$

где  $I_{0a}$  — активная составляющая тока идеального холостого хода.

Коэффициенты рассеяния имеют значения:

$$\tau_1 = 0,072, \tau_2 = 0,062, \tau = 0,138.$$

Приведенные исходные данные и положены в основу числовых примеров.

Для геометрических мест, построенных в данном параграфе, выполним следующие расчеты.

Для построения геометрических мест тока постоянного абсолютного скольжения по формуле (1.36) вычисляем при  $\gamma=1$ , т. е. при  $U_\gamma = U_{\text{ном}} = 220$  В

$$\dot{R}_{c1} = j \frac{U_{\text{ном}}}{4r_1 \sqrt{\tau(1+\tau)}} = j \frac{220}{4 \cdot 2,64 \sqrt{0,138 \cdot 1,138}} = j52,6 \text{ А.}$$

и по формуле (1.37)

$$\dot{R}_{c2} = - \frac{U_{\text{ном}}}{2r_1} = - \frac{220}{2 \cdot 2,64} = 41,6 \text{ А.}$$

Далее, по формуле (1.28)

$$\theta = 2 \operatorname{arctg} \frac{x_0}{r_2' \sqrt{\frac{\tau(1+\tau)}{1+\tau_1}}} \beta = 2 \operatorname{arctg} 7,55 V \beta$$

и по формулам (1.27)

$$\dot{p} = \frac{U_{\text{ном}}}{2r_1} + \frac{U_{\text{ном}}}{8r_1 \sqrt{\tau(1+\tau)}} (e^{j\theta} - e^{-j\theta}) = 41,6 + 26,2 (e^{j\theta} - e^{-j\theta});$$

$$\dot{p} = \frac{U_{\text{ном}}}{2r_1} + j \frac{U_{\text{ном}} \sin \theta}{\sqrt{\tau(1+\tau)}} = 41,6 + j52,5 \sin \theta.$$

По этим данным построена диаграмма, приведенная на рис. 1.5 с указанием точек центров окружностей  $\beta=\text{const}$ , для  $\beta=0; 0,01; 0,02; \dots; 1; 2; \infty$ . Критическое значение  $\beta$ , при котором  $\sin \theta=1$ , составляет  $\beta_{\max}=0,133$ .

Далее, из точек  $\beta=0, \beta=\infty$  проводим через начало координат радиусом  $R_0=R_\infty=41,6$  А окружности постоянного абсолютного скольжения при холостом ходе  $\beta=0$  и идеальном коротком замыкании  $\beta=\infty$ .

$=\infty$ . После этого вычисляем уравнения их шкал параметров. По формуле (1.30)

$$\operatorname{tg} \sigma_0 = \frac{r_1}{x_0(1+\tau_1)\alpha} = \frac{2,64}{77 \cdot 1,072\alpha} = \frac{0,032}{\alpha}.$$

Отложив по оси  $j$  произвольный отрезок, например 100 мм, строим параллельно вещественной положительной полусоси шкалу параметра  $\alpha=1/\alpha$  и отмечаем на ней в точке 2,32 мм нуль шкалы, в точке  $2,32+3,2=5,52$  мм единицу шкалы, в точке  $2,32+2 \cdot 3,2=8,78$ —две единицы шкалы и т. д. Точно так же по формуле (1.31) вычисляем:

$$\operatorname{tg} \sigma_\infty = \frac{r_1(1+\tau_2)/\alpha}{x_0\tau} = \frac{2,64 \cdot 1,062}{77 \cdot 0,138\alpha} = 0,264/\alpha.$$

В этом случае нуль шкалы лежит на мнимой оси.

Далее вычисляем параметры эллипса, на котором располагаются центры окружностей первичного тока. Из уравнений (1.36), (1.37) полусоси эллипса:

$$R_{c1} = jU_{\text{ном}} \frac{1+2\tau}{r_1 \sqrt{\tau(1+\tau)}} = j220 \frac{1,276}{2 \cdot 2,64 \sqrt{0,138 \cdot 1,138}} = j67 \text{ A},$$

$$R_{c2} = \frac{220}{2 \cdot 2,64} = 41,6 \text{ A}.$$

Шкала параметра  $\alpha$  по формуле (1.38) без учета потерь в стали:

$$\operatorname{tg} \sigma_c = 2 \frac{r_1(1+\tau_2)}{x_0(1+2\tau)\alpha} = 2 \frac{2,64 \cdot 1,062}{77 \cdot 1,276\alpha} = \frac{0,0572}{\alpha}.$$

По этим данным построена диаграмма рис. 1.6. На ней построены также окружности  $\beta=\text{const}$  для  $\beta=0$ ,  $\beta=\infty$ ; 0,33; 0,5; 1; 2 и 3.

Для построения круговой диаграммы при любом постоянном значении частоты, показанной на рис. 1.7, остается только вычислить по формуле (1.40) коэффициент отношения электрических потерь статора и ротора

$$k_p = \frac{r_1(1+\tau_2)^2}{r'_2} = \frac{2,64 \cdot 1,062^2}{3,77} = 0,79.$$

#### 1.4. МОЩНОСТЬ, ПОТЕРИ, КПД

Первичная мощность, потребляемая двигателем,

$$P_1 = m_1 U_{\text{ном}} I_1 \gamma \cos \varphi_1.$$

После подстановки  $I_1$  из (1.11) и  $\cos \varphi_1$  из (1.16)

$$P_1 = m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2 \frac{b^2 \frac{\beta}{r'_2} + d^2 \frac{r'_2}{\beta} + r_1 \alpha}{r_1 R^2(\alpha, \beta)}.$$

Механическая мощность, получаемая ротором через воздушный зазор, т. е. мощность на валу плюс механические потери двигателя, согласно (1.21),

$$P_2 = M\omega = M\omega_{\text{ном}} (\alpha - \beta). \quad (1.44)$$

Подставляя сюда  $M$  из (1.18), получим:

$$P_2 = m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2 \frac{\alpha - \beta}{R^2(\alpha, \beta)}. \quad (1.45)$$

Для измерения мощности и потерь в относительных единицах удобно принять за базисную мощность вращающегося поля при номинальной частоте и номинальном моменте

$$P_{\text{ном}} = \omega_{1\text{ном}} M_{\text{ном}}. \quad (1.46)$$

Тогда мощность в относительных единицах

$$p = \frac{P}{P_{\text{ном}}} = \frac{P}{\omega_{1\text{ном}} M_{\text{ном}}}.$$

Механическая мощность в относительных единицах согласно (1.44) выразится просто:

$$p_2 = (\alpha - \beta) \mu,$$

где  $\mu$  — относительный момент (1.9).

Из (1.44) следует, что при любом конечном значении момента нагрузки  $M^* \neq 0$ , которому соответствует некоторое абсолютное скольжение  $\beta = \beta^*$ , угловая скорость и полезная мощность равны нулю при частоте статора, отличной от нуля, но меньшей частоты ротора  $\beta^*$ . Возникает «зона застоя»  $\omega = 0$  при  $\alpha = \beta < \beta^*$ .

Пуск возможен только при  $\alpha > \beta^*$ .

Полезная мощность на валу двигателя меньше первичной мощности на полные потери в двигателе  $\Sigma P_n$ . Потери в двигателе суммируются из составляющих разной природы и определяются сложными расчетными формулами, основанными на эмпирических коэффициентах. Вопрос заметно усложняется при питании двигателя от преобразователей частоты из-за несинусоидальности формы кривых напряжения или тока. Поэтому при исследовании частотного управления применяют разные приближенные формулы потерь.

Потери в двигателе упрощенно можно представить суммой

$$\Sigma P_n = P_{\vartheta 1} + P_{\vartheta 2} + P_c + P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}} + P_{\text{гар}},$$

где  $P_{\vartheta 1}$  — электрические потери в обмотках статора;  $P_{\vartheta 2}$  — электрические потери в роторе;  $P_c$  — потери в стали статора;  $P_{\text{мех}}$  — механические потери;  $P_{\text{доб}}$  — добавочные потери;  $P_{\text{гар}}$  — гармонические потери.

Потери в стали ротора малы и обычно ими пренебрегают.

Добавочные потери учитывают вихревые токи в обмотках, пульсационные потери в зубцах, потери в стали ротора.

Гармонические потери возникают от высших гармоник несинусоидальной формы кривых напряжения и тока при питании двигателя от вентильного преобразователя частоты.

В соответствии с эквивалентной схемой замещения рис. 1.1 потери двигателя можно учесть следующими приближенными формулами.

Электрические потери в обмотках статора и ротора

$$P_{\text{э1}} = m_1 r_1 I^2_1 \quad \text{и} \quad P_{\text{э2}} = m_1 r'_2 I'^2_2 = \omega_{1\text{ном}} M \beta. \quad (1.47)$$

Подставляя  $I_1$  и  $I_2$  из (1.13) и (1.14), получим:

$$P_{\text{э1}} = m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2 \frac{b^2 \frac{\beta}{r'_2} + d^2 \frac{r'_2}{\beta}}{r_1 R^2(\alpha, \beta)};$$

$$P_{\text{э2}} = m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2 \frac{\frac{\beta}{r'_2}}{R^2(\alpha, \beta)}.$$

Относительные электрические потери в роторе, учитывая (1.46)

$$\rho_{\text{э2}} = \frac{P_{\text{э2}}}{P_{\text{ном}}} = \beta \mu.$$

Суммируя электрические потери, получим:

$$P_{\text{э}} = P_{\text{э1}} + P_{\text{э2}} = m_1 U_{\text{ном}}^2 \gamma^2 \frac{b^2 \frac{\beta}{r'_2} + d^2 \frac{r'_2}{\beta} + r_1 \beta}{r_1 R^2(\alpha, \beta)}. \quad (1.48)$$

В относительных единицах, с учетом (1.12),

$$\rho_{\text{э}} = \mu \left\{ \left[ 1 + \frac{r_1}{r'_2} (1 + \tau_2)^2 \right] \beta + \frac{r_1 r'_2}{x_0^2 \beta} \right\}.$$

Потери в стали статора выразим приближенно следующим образом:

потери на гистерезис:

$$P_{\text{г}} = K_{\text{г}} \Phi^2 f_{1\text{ном}} \alpha,$$

от вихревых токов

$$P_{\text{вх}} = K_{\text{вх}} \Phi^2 f_{1\text{ном}}^2 \alpha^2.$$

Суммарные потери в стали

$$P_{\text{ст}} = K_{\text{ст}} \Phi^2 f_{1\text{ном}} \alpha, \quad (1.49)$$

где

$$K_{ct\alpha} = K_r + K_{avf_{1nom}} \alpha.$$

Подставляя в (1.49) поток  $\Phi$  из (1.17), получим:

$$P_{ct} = \frac{K_{ct\alpha}}{C_{1f_{1nom}}^2} U_{nom}^2 \gamma^2 \frac{\frac{x'2}{r'^2} + r'^2/\beta}{R^2(\alpha, \beta)} \alpha \quad (1.50)$$

и, используя (1.46) в относительных единицах,

$$p_{ct} = \frac{K_{ct\alpha}}{m_1 C_{1f_{1nom}}^2} \left[ \frac{x'2}{r'^2} \frac{\beta}{r'^2} + \frac{r'^2}{\beta} \right] \alpha \mu. \quad (1.51)$$

Суммарная мощность потерь электрических и в стали из (1.48) и (1.50)

$$P_{sm} = \frac{U_{nom}^2 \gamma^2}{R_{\alpha\beta}^2} \left\{ \left[ m_1 r_1 (1 + \tau_2)^2 + \frac{K_{ct\alpha} x'^2 \alpha}{C_{1f_{1nom}}^2} + m_1 r'^2 \right] \frac{\beta}{r'^2} + m_1 \left[ \frac{r_1}{x'^2_0} + \frac{K_{ct\alpha} \alpha}{C_{1f_{1nom}}^2} \right] \frac{r'^2}{\beta} + m_1 \beta \right\}. \quad (1.52)$$

В относительных единицах

$$p_{sm} = \left[ r_1 (1 + \tau_2)^2 + \frac{K_{ct\alpha} x'^2 \alpha}{m_1 C_{1f_{1nom}}^2} \right] \frac{\beta}{r'^2} + \left[ \frac{r_1}{x'^2_0} + \frac{K_{ct\alpha} \alpha}{m_1 C_{1f_{1nom}}^2} \right] \frac{r'^2}{\beta} + \beta.$$

Выразив в формуле (1.52) множитель  $U_{nom}^2 \gamma^2 / R_{\alpha\beta}$  согласно (1.18) через момент и записав потери сокращенно в виде

$$P_{sm} = \omega_{1nom} M (A\beta + B/\beta), \quad (1.53)$$

видим, что электромагнитные потери в ненасыщенном двигателе растут пропорционально моменту и в зависимости от частоты ротора и абсолютного скольжения  $\beta$  имеют экстремум.

Исследуя (1.53) на экстремум, найдем, что потери имеют минимум при некотором критическом значении  $\beta$ :

$$\beta_{kpp}! \sqrt{\frac{B}{A}} = r'^2 \sqrt{\frac{m_1 r_1 / x'^2_0 + \frac{K_{ct\alpha}}{C_{1f_{1nom}}^2} \alpha}{m_1 [r_1 (1 + \tau_2)^2 + r'^2] + \frac{K_{ct\alpha} x'^2}{C_{1f_{1nom}}^2} \alpha}}. \quad (1.54)$$

Таким образом, двигатель будет работать с минимальными электромагнитными потерями при любом моменте и

любой частоте статора, если менять напряжение и  $\gamma$  так, чтобы абсолютное скольжение  $\beta$  имело критическое значение  $\beta_{kpp}$ , зависящее от частоты. Это положение, высказанное впервые в работе [3], было подтверждено другими авторами и дополнено учетом насыщения, которое влияет на  $\beta_{kpp}$  [8 и др.].

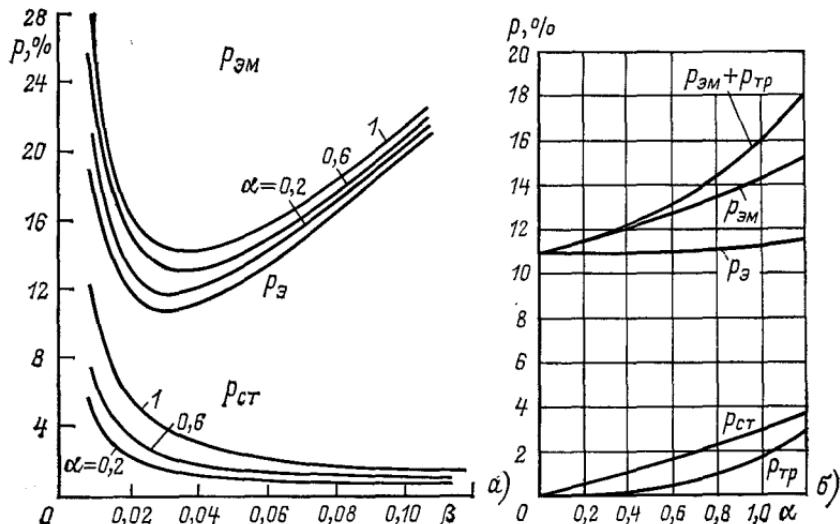


Рис. 1.8

На рис. 1.8, а показаны в относительных единицах криевые потерь в зависимости от параметра абсолютного скольжения при трех значениях параметра частоты  $\alpha=1; 0,6$  и  $0,2$ . Внизу построены кривые потерь в стали, рассчитанные по формуле (1.51). Их минимум лежит вне поля чертежа. Выше построена жирной линией одна для всех частот кривая относительных потерь в меди статора и ротора. Над ней — кривые суммарных электромагнитных потерь — в меди статора и ротора и магнитных — в стали. На рис. 1.8, б показано влияние частоты на потери в режиме их минимума, т. е. при  $\beta_{kpp}$ . Кривые построены также в относительных единицах. Верхняя кривая дает сумму всех потерь, включая механические.

Механические потери двигателя можно учесть, приняв, что они изменяются пропорционально угловой скорости ротора в степени  $3/2$ , и пренебрегая скольжением:

$$P_{tr} = P_{tr,nom} \alpha^{3/2},$$

где  $P_{tr,nom} = P_{tr}$  при  $\alpha=1$ .

Добавочные потери проще всего учесть как долю полезной мощности или как часть нагрузочных потерь.

### «Электромагнитный» КПД

$$\eta_{\text{эм}} = \frac{P_2}{P_2 + P_{\text{эм}}} = \frac{p_2}{p_2 + p_{\text{эм}}}.$$

Здесь механическая мощность  $P_2$  содержит и механические потери двигателя. Подставляя  $P_2$  из (1.45) и  $P_{\text{эм}}$  из (1.52), получим:

$$\begin{aligned} \eta_{\text{эм}} &= \frac{\alpha - \beta}{\alpha + \left[ r_1(1 + \tau_2)^2 + x_2'^2 \frac{K_{\text{ст}} \alpha}{m_1 C_{1,\text{ном}}^2 f_{1,\text{ном}}} \alpha \right] \frac{\beta}{r_2'} +} \\ &\rightarrow \left[ \frac{r_1}{x_0^2} + \frac{K_{\text{ст}} \alpha}{m_1 C_{1,\text{ном}}^2 f_{1,\text{ном}}} \alpha \right] \frac{r_2'}{\beta}. \end{aligned}$$

При питании асинхронного двигателя от преобразователя частоты в нем появляются дополнительные «гармонические» потери вследствие несинусоидальности питающего напряжения. Эти потери в основном имеют характер джоулевых потерь, возникающих в статорных и роторных обмотках. Так как высшие гармоники токов пропорциональны отношению амплитуд гармоник напряжения к сопротивлениям рассеяния на соответствующих частотах, то гармонические потери можно считать пропорциональными квадрату потока основной гармоники [6, 8]. На этом основании гармонические потери можно выразить формулой

$$P_{\text{гар}} = K_{\text{гар}} \Phi^2. \quad (1.55)$$

Коэффициент  $K_{\text{гар}}$  зависит от формы кривой напряжения данного конкретного преобразователя частоты, индуктивности рассеяния и от основной частоты  $f_{1,\text{ном}}$ .

Согласно ГОСТ 16921-71 гармонические потери следует отнести к добавочным.

Приведенные здесь формулы потерь не учитывают их увеличения с насыщением машины. Увеличение потерь с насыщением определяется двумя факторами различной природы: увеличением потерь в стали согласно (1.49) и увеличением электрических потерь в обмотках статора из-за быстрого возрастания с насыщением тока намагничивания. На рис. 1.9 показаны ток намагничивания и его квадрат в зависимости от потока, полученные по обратной характеристике холостого хода. Характер кривых очевиден. Ясно также, что главную роль в увеличении потерь играет не поток, а ток намагничивания, рост которого ограничи-

вает допустимое увеличение потока и, следовательно, потерю в стали. Поэтому для исследования влияния насыщения на потери целесообразно разделить первичный ток на составляющую от нагрузки и составляющую намагничивания — ток возбуждения. Такое разделение соответствует

схеме замещения с вынесенной на внешнем выводе намагничивающей ветвью и строго доказано в [6].

Для упрощения анализа воспользуемся приближенным соотношением

$$I^* \approx I'^2 + I^*_0.$$

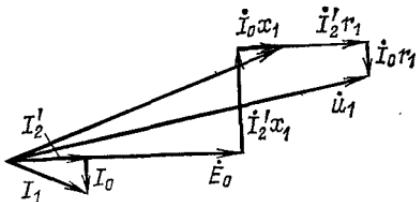


Рис. 1.9

Рис. 1.10

Действительно, из (1.13) и (1.14) приближенное значение тока возбуждения

$$I^*_0 = I^* - I'^2 = \left( \frac{U_{\text{ном}}}{R_{\alpha\beta}} \right)^2 \left( \tau_2^2 \frac{\beta}{r'_2} + \frac{1}{x_0^2} \frac{r'_2}{\beta} + 2\tau_2 \frac{\beta}{r'_2} \right)$$

отличается от точного значения (1.15) только последним членом в скобках.

Принятому приближению соответствует векторная диаграмма двигателя рис. 1.10.

При слабом насыщении, т. е. на линейном участке характеристики холостого хода, электрические потери в обмотке статора от тока возбуждения пропорциональны квадрату потока

$$P_{\text{эв}} = m_1 r_1 I^*_0 = m_1 r_1 \left( \frac{E_0}{x_0} \right)^2 = m_1 r_1 \left( \frac{C_1 f_{1\text{ном}}}{x_0} \right)^2 \Phi^2,$$

или

$$P_{\text{эв}} = K_{\text{эв}} \Phi^2,$$

где

$$K_{\text{эв}} = m_1 r_1 \left( \frac{C_1 f_{1\text{ном}}}{x_0} \right)^2.$$

Для учета насыщения электрические потери возбуждения удобно объединить с потерями в стали в общие потери

возбуждения [8]:

$$P_{\text{в}} = (K_{\text{вв}} + K_{\text{ст}, \alpha} \alpha) \Phi^4 = K_{\text{вв}} \Phi^4. \quad (1.56)$$

С увеличением потока потери возбуждения быстро растут. Это возрастание потерь в [8] предлагается учитывать показателем степени у потока  $\alpha > 2$ , который рассматривается как некоторый эмпирический переменный коэффициент. При сильном насыщении он может превышать  $\alpha = 5$ .

В общем случае

$$P_{\text{в}} = K_{\text{вв}} \Phi^x.$$

Коэффициент потерь возбуждения удобно использовать в относительных величинах:

$$k_{\text{в}} = K_{\text{вв}} / K_{\text{в,ном}},$$

где  $K_{\text{в,ном}}$  — коэффициент потерь возбуждения при nominalном режиме.

Таким образом, суммарные потери в обмотках двигателя разделили на нагрузочные потери в обмотках статора и ротора от тока ротора и электрические потери на возбуждение потока

$$P_{\text{з1}} + P_{\text{з2}} = P_{\text{з,наг}} + P_{\text{зв}}.$$

Нагрузочные потери в обмотках

$$P_{\text{з,наг}} = \frac{r_1 + r'_2}{r'_2} P_{\text{з2}}.$$

К нагрузочным потерям относятся также добавочные потери. Добавочные потери можно приближенно принять пропорциональными квадрату тока статора или, что удобнее, ротора:

$$P_{\text{д}} = k_{\text{д}\alpha} I_2'^2 = \frac{k_{\text{д}\alpha}}{r'_2} P_{\text{з2}}.$$

Коэффициент пропорциональности зависит от частоты, практически, в первой степени:

$$k_{\text{д}\alpha} = k_{\text{д}} \alpha.$$

Объединив нагрузочные потери с добавочными, получим полные нагрузочные потери

$$P_{\text{н.п.}} = \frac{r_1 + r'_2 + k_{\text{д}\alpha}}{r'_2} P_{\text{з2}}.$$

Электрические потери в роторе в области реальных нагрузок, когда скольжение мало, можно на основании при-

ближайшой формулы ( $\cos \varphi_2 \approx 1$ ) выразить как

$$P_{\text{з2}} = r_2 \left( \frac{M}{C_2 \Phi} \right)^2,$$

где

$$C_2 = 7,1 m_2 p k_2 \omega_2 \cdot 10^{-6}.$$

С использованием этой формулы полные нагружочные потери

$$P_{\text{н. п}} = K_h \frac{M^2}{\Phi^2}, \quad (1.57)$$

где

$$K_h = \frac{r_1 + r'_2 + k_{\text{дк}}}{r'_2 C_2^2}$$

— коэффициент полных потерь.

Таким образом, суммарные потери двигателя

$$P_{\Sigma} = K_h \frac{M^2}{\Phi^2} + K_B \Phi^x + K_{\text{gap}} \Phi^2 + P_{\text{мех.}}$$

Они, монотонно возрастаю с частотой, скрытой в коэффициентах, имеют минимум при некотором оптимальном значении потока [3]. Этот минимум найдем из уравнения

$$\frac{\partial P_{\Sigma}}{\partial \Phi} = -2K_h \frac{M^2}{\Phi^3} + K_B \Phi^{x-1} + 2K_{\text{gap}} \Phi = 0.$$

Отсюда, умножив на  $\Phi/2$ , получим условие минимума потерь в форме

$$K_h \frac{M^2}{\Phi_{\text{кр}}^2} = \frac{x}{2} K_B \Phi_{\text{кр}}^x + K_{\text{gap}} \Phi_{\text{кр}}^2, \quad (1.58)$$

или, используя (1.55) — (1.57),

$$P_{h, \text{кр}} = \frac{x}{2} P_{B, \text{кр}} + P_{\text{gap}},$$

Индекс к означает критическое (экстремальное) значение.

Минимальные потери

$$P_{\Sigma min} = K_h \frac{M^2}{\Phi_{\text{кр}}^2} + K_B \Phi_{\text{кр}}^x + K_{\text{gap}} \Phi_{\text{кр}}^2 + P_{\text{мех.}}$$

Коэффициенты  $K_h$ ,  $K_B$  и  $K_{\text{gap}}$  могут быть определены экспериментально или расчетом по известным, в частности номинальным, значениям удельных потерь, момента и потока, отмеченным индексом ном:

$$K_h = P_{\text{ном}} \frac{\Phi_{\text{ном}}^2}{M_{\text{ном}}^2}; \quad K_B = \frac{P_{B, \text{ном}}}{\Phi_{\text{ном}}^x}; \quad K_{\text{gap, ном}} = \frac{P_{\text{gap, ном}}}{\Phi_{\text{ном}}^2}.$$

Коэффициенты потерь  $K_h$  и  $K_v$  зависят от частоты. Их значения при частоте  $\alpha = 1$  можно вычислить по номинальным значениям при  $\alpha = 1$ . Коэффициент нагрузочных потерь

$$K_{h\alpha} = [K_{h,\text{ном}} + K_{h0}(1 - \alpha)], \quad (1.59)$$

где  $K_{h\alpha} = K_h$  при  $\alpha \neq 1$ ;  $K_{h,\text{ном}} = K_h$  при  $\alpha = 1$ ;  $K_{h0} = K_h$  при  $\alpha = 0$ .

Коэффициент потерь возбуждения

$$K_v = \{K_{m,v} + K_{ct\alpha}\alpha\}, \quad (1.60)$$

где

$$K_{m,v} = m_1 r_1 \left( \frac{4,44 f_{1h} k_1 w_1 \cdot 10^{-8}}{x_0} \right)^2;$$

$$K_{ct\alpha} = K_{ct,\text{ном}} + K_{ct,\text{ном}}(1 - \alpha).$$

Здесь  $K_{ct,\text{ном}} = K_{ct}$  при  $\alpha = 1$ ;  $K_{ct,\text{ном}} = K_{ct}$  при  $\alpha = 1$ .

Подставив в условие минимума потерь (1.58) значения коэффициентов из (1.59), (1.60) и используя (1.55), получим это условие в нормализованном виде

$$\mu_0 \sqrt{\frac{P_{h,\text{ном}}}{P_{v,\text{ном}}}} = \varphi_{k,\text{ном}}^2 \sqrt{\frac{x}{2} \varphi_{k,\text{ном}}^{x-2} + \frac{P_{\text{гар}}}{P_{v,\text{ном}}}}.$$

На рис. 1.11 показаны в относительных единицах кривые зависимости критического значения потока  $\varphi_k$  от произведения относительного момента на корень квадратный из отношения нагрузочных потерь к потерям возбуждения при фиксированных (номинальных) значениях ( $P_{h,\text{ном}}/P_{v,\text{ном}}$ ), для разной степени насыщения  $x = 2, 3, 4$  и  $5$ . Пунктиром показана некоторая средняя кривая, которая близка к кривой при  $x = 4$  и соответствует достаточно широкому диапазону изменения переменных. Этот график позволяет сделать принципиально важный вывод — оптимальное по минимуму потерь значение потока быстро растет с увеличением момента двигателя, что качественно согласуется с основным законом Костенко (см. § 2.1).

Зависимость абсолютного скольжения  $\beta_{\text{опт}}$  от момента при оптимальном по минимуму потерь значении потока  $\Phi_k$ , с учетом насыщения, можно получить следующим путем.

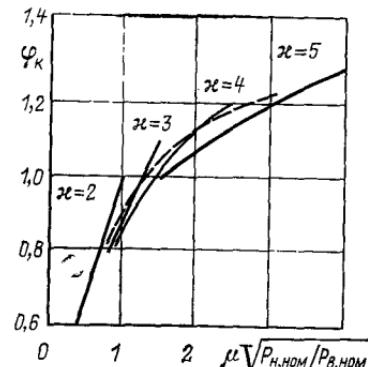


Рис. 1.11

Согласно (1.46)

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{P_{2\text{опт}}}{\omega_{1\text{ном}} M}, \quad (1.61)$$

где  $P_{2\text{опт}}$  — потери ротора при оптимальном значении потока  $\Phi_k$ .

Но

$$P_{2\text{опт}} \approx P_{2\text{ном}} \left( \frac{M}{M_{\text{ном}}} \frac{\Phi_{\text{ном}}}{\Phi_k} \right)^2.$$

Подставив  $P_{2\text{опт}}$  в (1.61), получим:

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\omega_{1\text{ном}} M_{\text{ном}}} \frac{\mu^2}{\varphi_k^2},$$

или

$$\beta_{\text{опт}} = \frac{P_{2\text{ном}} \mu^2}{\varphi_k^2}. \quad (1.62)$$

Таким образом, оптимальное значение абсолютного скольжения  $\beta_{\text{опт}}$  равно произведению относительных потерь ротора на квадрат дроби: относительный момент, деленный на оптимальное значение потока.

Исследование уравнения (1.62) показывает, что с ростом насыщения при больших показателях степени  $\chi$  параметр  $\beta$  несколько возрастает с увеличением момента.

Описанный метод расчета потерь и их оптимального значения был проверен расчетами на ЭВМ на многих двигателях различных типоразмеров с хорошими результатами [8], которые оказываются достаточно точными при изменении момента от половины номинального до двух- и трехкратной величины.

На рис. 1.12 приведены кривые потерь в зависимости

от абсолютного скольжения, рассчитанные на ЭВМ по точной схеме замещения при постоянном врачающем моменте (сплошные линии) и при постоянном питающем напряжении (пунктир). Кружками показаны четыре точки, рассчитанные по изложенной выше методике.

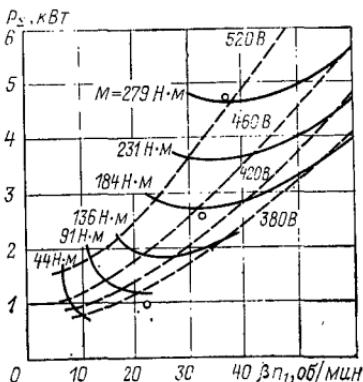


Рис. 1.12

Кривые рассчитаны для трехфазного двигателя, имеющего следующие номинальные данные: мощность 22 кВт, напряжение 460 В, частота 60 Гц, число пар полюсов  $p=3$ .

## *Глава вторая*

# ЗАКОНЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ЧАСТОТЫ

## 2.1. ОСНОВНОЙ ЗАКОН М. П. КОСТЕНКО

В работе [2], положившей начало частотному управлению, академик М. П. Костенко установил следующий закон управления амплитудой и действующим значением напряжения (в дальнейшем просто напряжения) в зависимости от частоты: чтобы обеспечить оптимальный режим работы асинхронного двигателя при всех значениях частоты и нагрузки, относительное напряжение двигателя необходимо изменять пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента двигателя. Этот закон частотного управления можно записать уравнением

$$\frac{U}{U_{\text{ном}}} = \frac{f}{f_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}, \quad (2.1)$$

или в относительных единицах

$$\gamma = \alpha \sqrt{\mu}.$$

Закон был получен в пренебрежении падением напряжения в активных сопротивлениях статора и насыщением магнитной цепи.

Основополагающим в законе является то, что напряжение необходимо регулировать так, чтобы коэффициент статической перегруженности

$$\lambda = M_{\max}/M_{\text{ном}}$$

оставался одинаковым при разных частотах. Так как максимальный момент изменяется пропорционально квадрату потока в воздушном зазоре  $\Phi$ , то для этого необходимо, чтобы

$$\frac{\Phi'^2}{\Phi''^2} = \frac{M'}{M''}, \text{ или } \varphi = \sqrt{\mu}.$$

Но в первом приближении

$$\frac{U'}{U''} \approx \frac{\Phi' f'_1}{\Phi'' f''_1},$$

откуда и следует основное уравнение (2.1).

При управлении по закону Костенко характеристики асинхронного двигателя описываются следующими простыми соотношениями:

поток в воздушном зазоре —

$$\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} = \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}, \text{ или } \varphi = \sqrt{\mu};$$

активная составляющая тока статора —

$$\frac{I_a}{I_{a, \text{ном}}} = \frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}};$$

полезная мощность двигателя —

$$\frac{P}{P_{\text{н}}} = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}};$$

относительное скольжение —

$$\frac{s}{s_{\text{н}}} = \frac{f_{1\text{ном}}}{f_1} = \frac{1}{\alpha};$$

коэффициент полезного действия —

$$\eta = \frac{P_{\text{ном}}}{P_{\text{ном}} + P_{\text{э, ном}} \frac{f_{1\text{ном}}}{f_1} + P_{\text{г, ном}} + P_{\text{в, ном}} \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} + \dots} \rightarrow \\ \rightarrow + P_{\text{тр}} \frac{M_{\text{ном}}}{M} \sqrt{\frac{f_1}{f_{1\text{ном}}}}, \quad (2.2)$$

где  $P_{\text{э,ном}}$ ,  $P_{\text{г,ном}}$ ,  $P_{\text{в,ном}}$  и  $P_{\text{тр}}$  — соответственно потери в меди, в стали на гистерезис, в стали на вихревые токи и механические при номинальной частоте.

При указанных выше допущениях поведение двигателя характеризуется одной и той же круговой диаграммой в относительных масштабах всех величин. Диаметр окружности тока  $D$ , активный ток и ток холостого хода изменяются по закону

$$\frac{D}{D_{\text{ном}}} \approx \frac{I_{1a}}{I_{1a, \text{ном}}} \approx \frac{I_0}{I_{0\text{ном}}} \approx \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}.$$

Положение вектора тока статора, а следовательно и коэффициент статической перегруженности, т. е. отношение максимального момента к моменту на валу двигателя при том же напряжении, будут неизменными при всех частотах и угловых скоростях двигателя, абсолютное скольжение имеет постоянное значение, а потери близки к минимальным.

Условия работы асинхронного двигателя в рассматриваемом режиме М. П. Костенко формулирует следующим

образом [2]: «Если сконструировать асинхронный двигатель для частоты  $f_{1\text{ном}}$ , момента  $M_{\text{ном}}$  и напряжения на зажимах  $U_{\text{ном}}$  и изменять затем при новом значении момента  $M$  напряжение  $U$  и частоту  $f_1$  таким образом, чтобы удовлетворялось соотношение (2.1), то двигатель будет работать при практически неизменных  $\cos \phi$ , коэффициенте перегруженности и абсолютном скольжении, а его КПД будет определяться уравнением (2.2) и зависеть только от изменения частоты  $f_1/f_{1\text{ном}}$  и практически не будет зависеть от изменения момента на валу  $M/M_{\text{ном}}$ , если насыщение магнитной цепи двигателя не слишком велико».

Закон Костенко говорит о том, как надо изменить напряжение, если двигатель будет работать не при номинальной частоте, а при новом, пониженном ее значении. Закон учитывает свойства нагрузки. Если она с уменьшением частоты также уменьшается из-за сопутствующего почти пропорционально частоте уменьшения угловой скорости, то нет смысла сохранять поток двигателя на том же уровне. Его можно уменьшить настолько, чтобы только сохранить старый номинальный коэффициент статической перегруженности, т. е. запас статической устойчивости.

Уменьшение потока с уменьшением нагрузки при том же запасе устойчивости дает уменьшение потерь в стали двигателя и повышает экономичность привода с частотным управлением и часто меняющейся нагрузкой по сравнению с асинхронным двигателем при постоянной частоте.

Уменьшение потока с уменьшением момента, как известно, имеет место и у двигателей постоянного тока последовательного возбуждения.

Диапазон регулирования скорости вращения двигателя по рассматриваемому закону (2.1) ограничен сверху и снизу.

Верхняя граница определяется насыщением магнитопровода машины. С ростом отношения  $\gamma/a$  растет магнитный поток машины и резко увеличивается ток намагничивания  $I_{0\mu}$ , что и ограничивает допустимое значение этого отношения. Поэтому применение закона Костенко практически ограничено нагрузками, не слишком превышающими номинальный момент двигателя. Поток согласно (1.17) определяется формулой

$$\Phi = \frac{1}{C_1 f_{1\text{ном}}} \sqrt{\frac{\omega_{1\text{ном}}}{m_1} \left( x_2'^2 \frac{\beta}{r'_2} + \frac{r'_2}{\beta} \right) M_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}} = \\ = \varphi(\beta) V_{\mu},$$

которая показывает, что он изменяется в зависимости от

абсолютного скольжения пропорционально квадратному корню из момента двигателя.

Нижняя граница диапазона регулирования зависит от момента статического сопротивления при трогании двигателя с места. Очевидно, при возрастании частоты и напряжения от нуля двигатель будет неподвижен до тех пор, пока частота ротора, равная частоте статора (ротор неподвижен), не достигнет такого значения, при котором момент двигателя превысит момент трогания неподвижного привода.

Практическое применение основного закона ограничивают трудности непосредственного измерения момента на валу двигателя.

Задача упрощается в применении к вентиляторной нагрузке, т. е. к таким видам механических характеристик, у которых момент статического сопротивления зависит от скорости или, с точностью до скольжения, от частоты:

$$\omega = \omega_{1\text{ном}} (\alpha - \beta) \approx \omega_{1\text{ном}} \alpha = \frac{\pi}{p} f_1,$$

благодаря чему отпадает необходимость в непосредственном измерении момента.

Подставляя в формулу (2.1) соответствующую зависимость статического момента

$$M_{\text{ст}} = M_{\text{ном}} \left( \frac{\omega}{\omega_{1\text{ном}}} \right)^k \approx M_{\text{ном}} \left( \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \right)^k, \text{ или } \mu \approx \alpha^k,$$

получаем:

$$\frac{U}{U_{\text{ном}}} = \left( \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \right)^{1+k/2}, \text{ или } \gamma = \alpha^{1+k/2}.$$

В частных случаях будем иметь зависимости:

при постоянном номинальном моменте  $M = M_{\text{ном}}$  ( $\mu = 1$ )

$$f_1/f_{1\text{ном}} = U/U_{\text{ном}}, \text{ или } \gamma = \alpha;$$

при постоянной мощности  $P_{\text{н}} = \omega_{\text{ном}} M_{\text{ном}} \approx 2\pi f_1 M_{\text{ном}}$

$$U_1/U_{1\text{ном}} = \sqrt{f_1/f_{1\text{ном}}}, \text{ или } \gamma = \sqrt{\alpha};$$

при простой вентиляторной нагрузке ( $k=2$ )

$$U/U_{\text{ном}} = (f_1/f_{1\text{ном}})^2, \text{ или } \gamma = \alpha^2.$$

## 2.2. НОМИНАЛЬНЫЙ ЗАКОН $U/f_1 = \text{const}$

В первое время практическое значение имел закон регулирования напряжения пропорционально частоте:

$$U/f_1 = \text{const}, \text{ или } \gamma = \alpha.$$

Нетрудно видеть, что этот закон получается из закона Костенко при постоянном номинальном моменте.

Этот режим близок к естественному режиму питания короткозамкнутого двигателя от синхронного генератора с постоянным возбуждением и от асинхронного преобразователя частоты. Его называли номинальным [3] потому, что табличные заводские данные специальных серий короткозамкнутых двигателей, выпускаемых промышленностью, например рольганговых, указывались применительно к закону  $U = U_{\text{ном}}\alpha$ . При  $\alpha = 1 \div 0,5$  двигатель работает в условиях, мало отличающихся от номинальных. Но при дальнейшем уменьшении частоты момент уменьшается и характеристики резко ухудшаются из-за снижения потока, обусловленного падением напряжения в активных сопротивлениях статора, как это впервые было показано в [5]. Выяснение роли последнего и является основным результатом настоящего подраздела.

Согласно (2.2) выражение для тока статора (1.11) получает вид:

$$I_1 = U_{\text{ном}}\alpha [r_0 + jx_0(1 + \tau_2) + r'_2/\beta] : \{r_1[r_0 + jx_0(1 + \tau_2)] - [x_0^2\tau - jr_0x_0(\tau_1 + \tau_2)]\alpha + [r_0 + jx_0(1 + \tau_1)]r'_2\alpha/\beta + + r_1r'_2/\beta\},$$

или, после сокращения на  $\alpha$ :

$$I_1 = U_{\text{ном}} \{ [r_0 + jx_0(1 + \tau_2) + r'_2/\beta] : r_1/a [r_0 + + jx_0(1 + \tau_2)] - [x_0^2\tau - jr_0x_0(\tau_1 + \tau_2)] + + [r_0 + jx_0(1 + \tau_1)]r'_2/\beta + r_1r'_2/a\beta \}.$$

Этому уравнению соответствует схема замещения, показанная на рис. 2.1. Схема питается номинальным напряжением, и все ее сопротивления, кроме активных сопротивлений статора и ротора, имеют постоянные значения такие же, как при номинальной частоте. Активное сопротивление статора изменяется обратно пропорционально параметру управления  $\alpha$ , а ротора — параметру нагрузки  $\beta$ .

Отсюда можно сформулировать следующее общее условие работы асинхронного двигателя [5]: при управлении по номинальному закону  $U = U_{\text{ном}}\alpha$  и при пониженных ча-

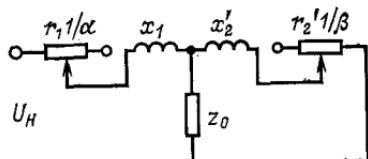


Рис. 2.1

стотах двигатель имеет такие же значения токов, потоков абсолютного скольжения (следовательно,  $\beta$ ) и момента, какие он имел бы при номинальной частоте, но с увеличенными обратно пропорционально частоте активными со- противлениями статора. Все мощности уменьшаются пропорционально частоте, а относительное скольжение увеличивается обратно пропорционально частоте (и параметру  $a$ ).

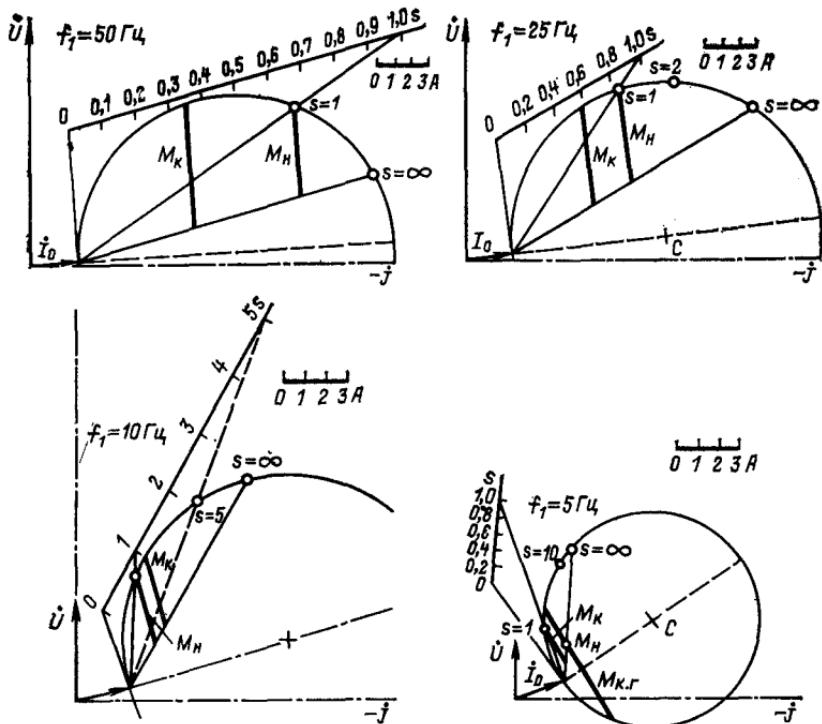


Рис. 2.2

Опуская вывод уравнений геометрических мест двигателя в этом режиме, он изложен в работе [3], приведем только некоторые результаты, иллюстрирующие роль активного сопротивления статора.

С изменением частоты круговые диаграммы деформируются тем больше, чем меньше частота. На рис. 2.2 показаны круговые диаграммы двигателя в номинальном режиме при четырех значениях частоты: номинальной 50 Гц, а также 25, 10 и 5 Гц. Так как в этом режиме  $\gamma=a$ , то согласно формулам (1.42) и (1.43) масштаб мощности изменяется пропорционально частоте и  $\cos \sigma_1$ , а момента —

только пропорционально  $\cos \sigma_1$ . Диаграммы построены для рольгангового двигателя типа АЗР 24/10-6.

Аналитические выражения характеристик в номинальном режиме легко получить из общих формул § 1.1, подставив в них  $\gamma=a$ . В частности из (1.17) можно получить выражение для потока.

При уменьшении частоты статора поток снижается за счет падения напряжения в активном сопротивлении статора тем больше, чем больше частота ротора. На рис. 1.3

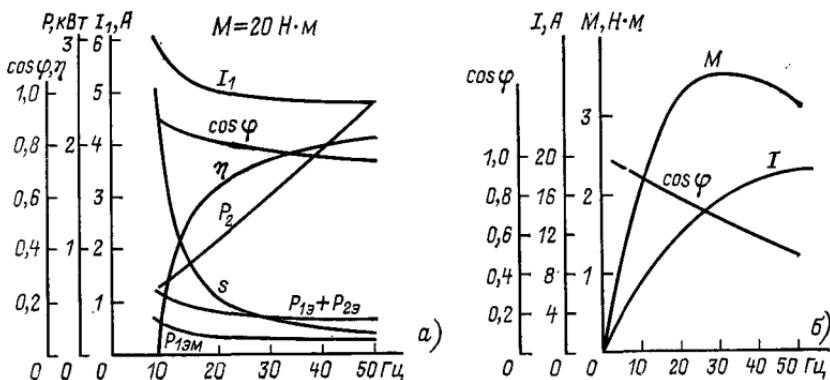


Рис. 2.3

приведены кривые, показывающие изменение потока в зависимости от частоты статора и ротора. Поток сравнительно мало меняется при частотах статора, близких к номинальному значению, потому что параметр  $\beta$  при нормальных нагрузках мал (примерно  $\beta < 0,05$ ), но уменьшается до нуля при всех значениях частоты ротора.

На рис. 2.3, а показаны характеристики двигателя АЗР 24/10-6: ток статора; потребляемая мощность; электрические потери статора и ротора; коэффициент мощности и КПД в зависимости от частоты статора при постоянном моменте на валу  $M=20$  Н·м. На рис. 2.3, б показано для того же двигателя влияние частоты на пусковые характеристики — момент, ток и коэффициент мощности.

Момент двигателя определяется общим выражением (1.20), если в нем принять  $\gamma=a$ , или

$$M = M'_{max} \frac{2(1+q\beta_{kp})}{\frac{\beta}{\beta_{kp}} + \frac{\beta_{kp}}{\beta} + 2q\beta_{kp}}, \quad (2.3)$$

где

$$M'_{max\alpha} = M_{max} \alpha^2 = \frac{m_1 U_{nom}^2}{\omega_{1nom}} \frac{\alpha q \beta_{kp}}{2r_1(1+q\beta_{kp})}.$$

Величины  $\beta_{kp}$  и  $q$  определяются прежней общей формулой, так как они не зависят от параметра напряжения  $\gamma$ .

На рис. 2.4,а показано изменение в зависимости от частоты пара метров механической характеристики  $M_{max}$ ,  $\beta_{kp}$  и  $q$ , а также макси мального момента в генераторной области  $M_{max\alpha}$ .

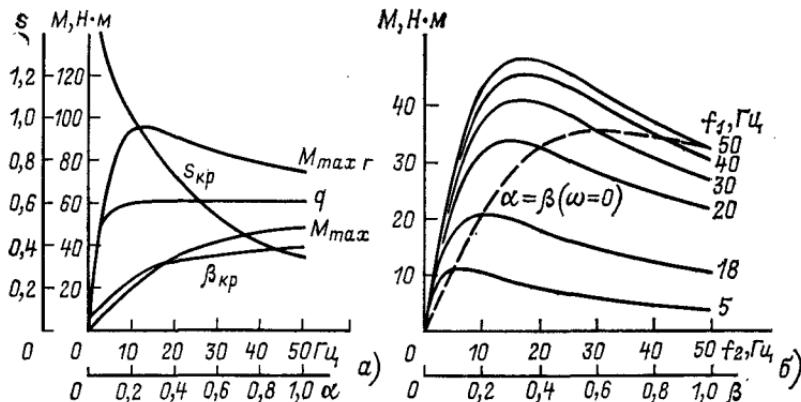


Рис. 2.4

На рис. 2.4,б приведено семейство кривых момента в зависимости от параметра абсолютного скольжения  $\beta$  при различных постоянных значениях частоты статора и параметра  $\alpha$ . Пунктирная кривая пока зывает изменение пускового момента  $M_p$ , т. е. момента при  $s=\alpha=\beta$ .

Действительно,

$$\beta = \frac{f_2}{f_{1nom}} = \frac{f_2}{f_1} \frac{f_1}{f_{1nom}}.$$

На рис. 2.5 показано семейство кривых момента в зависимости от относительного скольжения  $s$  при разных значениях частоты статора. Максимальный момент в генераторной области больше, чем в двигательной, и в противоположность последнему возрастает с понижением частоты. Это явление обусловлено ролью активного сопротивления статора и в уравнении момента (2.3) отражено через параметр  $q$ .

Зависимость момента от угловой скорости, которую легко получить из уравнения (2.3), подставив в него  $\beta=sa$ , показана на рис. 2.6 семейством кривых при разных значениях частоты.

Изложенные зависимости показывают, что номинальный режим  $U=U_{nom}$  для электроприводов с глубокой регулировкой скорости и при скорости ниже  $1/2-1/3$  номинальной не эффективен,

Это и привело к многочисленным поискам «рациональных» и «оптимальных» законов управления и способов их реализации, которые, как правило, требуют использования замкнутых цепей автоматического управления.

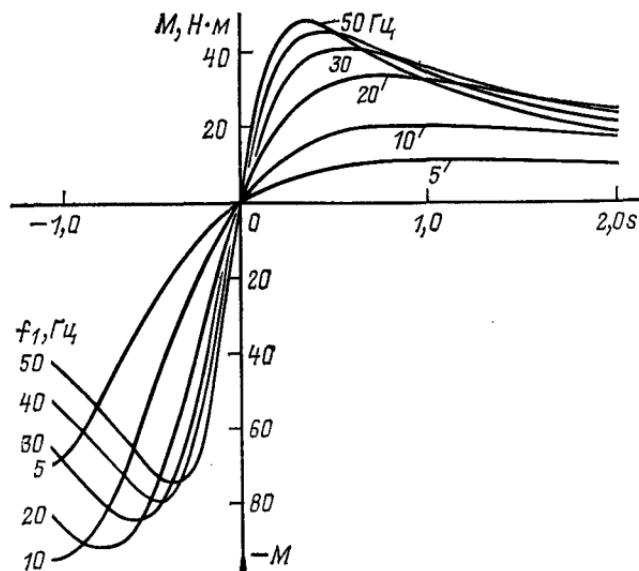


Рис. 2.5

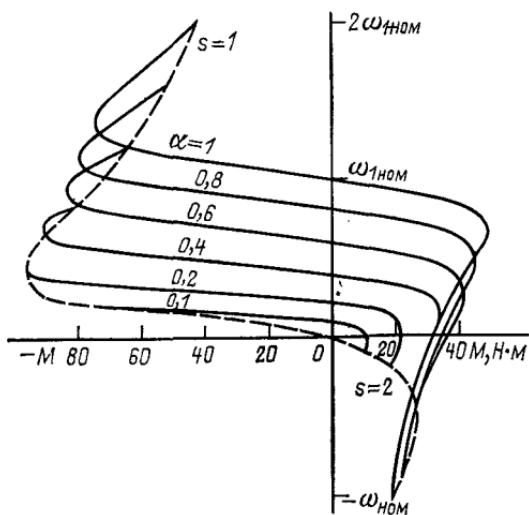


Рис. 2.6

### 2.3. ЗАКОН ПОСТОЯННОГО ПОЛНОГО ПОТОКА

Таким образом, органический недостаток номинально закона управления напряжением заключается в уменьшении потока с понижением частоты из-за падения напряжения в первичных активных сопротивлениях двигателя (в действительности к ним добавляются также и сопротивления преобразователя частоты). Отсюда возникла необходимость изыскания такого закона регулирования напряжения, при котором устранилось бы влияние этих сопротивлений на поток двигателя. Для решения этой задачи автор предложил регулировать напряжение на выводах двигателя так, чтобы падение напряжения в первичных активных сопротивлениях точно компенсировалось [9].

Влияние активных сопротивлений  $r_1$  на поток двигателя будет компенсировано, если регулировать пропорционально частоте внутреннее напряжение эквивалентной схемы замещения (см. рис. 1.1):

$$U' = |U - I_1 r_1| = a U'_{\text{ном}}, \text{ или } \gamma = a, \quad (2.4)$$

где  $U'_{\text{ном}} = U'$  при  $U = U_{\text{ном}}$ ,  $I_1 = I_{1\text{ном}}$ .

Очевидно, в этой формуле  $r_1$  должно учитывать сопротивление только статора, если  $U$  — напряжение, измеренное на выводах статора, и оно должно учитывать также сопротивление преобразователя частоты, если  $U$  — внутренняя ЭДС последнего.

Нетрудно видеть, что при регулировании напряжения по закону (2.4) сохраняет постоянное значение при всех частотах полный поток двигателя

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_{1s},$$

где  $\Phi_{1s}$  — поток рассеяния статора.

Действительно,

$$U' = |I_1 x_{1\text{ном}} + E'_{\text{ном}}| \quad \{ a = C_1 \Phi_{1\text{ном}} \alpha,$$

где индекс «ном» отмечает значения переменных при номинальной частоте.

На этом основании закон  $Ir$  — компенсации точнее называется законом регулирования напряжения, обеспечивающим постоянство полного потока двигателя.

Закон регулирования с постоянным полным потоком можно выразить через параметры машины следующим образом.

\* Защищено авторским свидетельством СССР № 103057 на имя автора, с приоритетом от 1955 г.

Из (2.4) и (1.11) при номинальном напряжении ( $\gamma=1$ ). если пренебречь потерями в стали ( $r_0=0$ ), первичное напряжение за вычетом падения напряжения в активных сопротивлениях  $r_1$  равно:

$$\dot{U}' = \dot{U} - r_1 i_1 = U \frac{x_0 \tau - j(1 + \alpha x_0 \tau - \frac{1}{x_0} r_1 r'_2 \frac{1}{\beta} - j \left[ r_1(1 + \tau_2) + \frac{(1 + \tau_1)r'_2/\beta}{(1 + \tau_1)r'_2 - \frac{\alpha}{\beta}} \right])}{x_0 \tau - \frac{1}{x_0} r_1 r'_2 \frac{1}{\beta} - j \left[ r_1(1 + \tau_2) + \frac{(1 + \tau_1)r'_2/\beta}{(1 + \tau_1)r'_2 - \frac{\alpha}{\beta}} \right]}.$$

Действующее значение в обозначениях (1.10):

$$U' = \alpha U \sqrt{\frac{c^2 \frac{\beta}{r'_2} + e^2 \frac{r'_2}{\beta}}{(b^2 + c^2 \alpha^2) \frac{\beta}{r'_2} + (d^2 + e^2 \alpha^2) r'_2 / \beta + 2r_1 \alpha}}.$$

При номинальном моменте  $\beta=S_{\text{ном}}$  и

$$U'_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} \sqrt{\frac{c^2 \frac{S_{\text{ном}}}{r'_2} + e^2 r'_2 / S_{\text{ном}}}{(b^2 + c^2) \frac{S_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2) r'_2 / S_{\text{ном}} + 2r_1}}. \quad (2.5)$$

Искомый закон управления напряжением просто выражается через относительный параметр  $\gamma$ :

$$\gamma = \frac{U}{U_{\text{ном}}} = \frac{|\dot{U}' + r_1 i_1|}{U_{\text{ном}}},$$

или, при использовании (1.11),

$$\gamma = \alpha \frac{U'_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} \left| \frac{(r_1 + jx_1 \alpha)(z_0 + z_{23}) + z_0 z_{23} \alpha}{jx_1 \alpha(z_0 + z_{23}) + z_0 z_{23} \alpha} \right|.$$

Отсюда в обозначениях  $U'_{\text{ном}}/U_{\text{ном}}$  получим искомый закон:

$$\gamma = \frac{U'_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{(b^2 + c^2 \alpha^2) \beta / r'_2 + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{r'_2}{\beta} + 2r_1 \alpha}{c^2 \frac{\beta}{r'_2} + e^2 \frac{r'_2}{\beta}}}.$$

Здесь  $U'_{\text{ном}}/U_{\text{ном}}$  — постоянный коэффициент, определенный уравнением (2.5).

Уравнения геометрических мест и характеристик двигателя можно получить из общих уравнений (см. гл. 1),

но проще воспользоваться уравнениями номинального режима, подставив в них

$$U_{\text{ном}} = U'_{\text{ном}}, \quad r_1 = 0, \quad \gamma = a.$$

Поступая таким образом, из (1.11) получим:

$$I_1 = U'_{\text{ном}} \frac{r_0 + jx_0(1 + \tau_2) + r'_2/\beta}{[x_0^2\tau - jr_0x_0(\tau_1 + \tau_2)] + [r_0 + jx_0(1 + \tau_1)]r'_2/\beta}. \quad (2.6)$$

С исключением первичного сопротивления  $r_1$  параметр частоты  $a$  сократился, и благодаря этому геометрическим

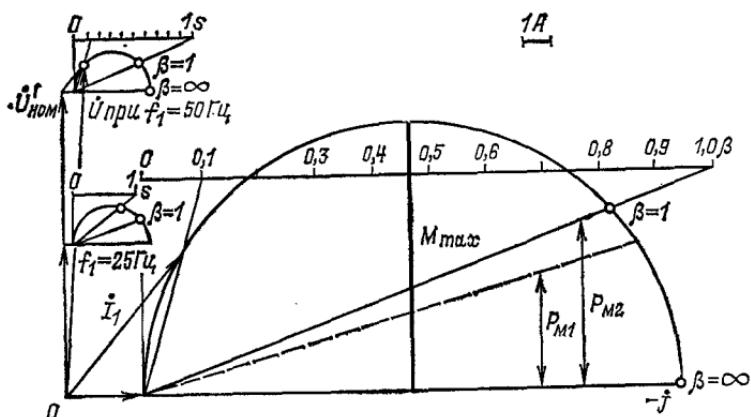


Рис. 2.7

местом тока для всех частот является одна окружность (рис. 2.7). Уравнение вектора ее центра получим из (1.33), подставив  $r_1 = 0$ ,  $U_{\text{ном}} = U'_{\text{ном}}$  и пренебрегая  $r_0^2 \ll x_0^2$ :

$$\rho = U'_{\text{ном}} \frac{2r_0\tau - jx_0(1 + 2\tau)}{2x_0^2\tau(1 + \tau_1)}.$$

Из (2.6), полагая  $\beta = 0$ , найдем уравнение тока синхронного холостого хода

$$I_0 = U'_{\text{ном}} \frac{1}{r_0 + jx_0(1 + \tau_1)},$$

полагая  $\beta = \infty$ , получаем уравнение тока идеального короткого замыкания

$$I_{jk} = U'_{\text{ном}} \frac{r_0 + jx_0(1 + \tau_2)}{-x_0^2\tau + jr_0x_0(\tau_1 + \tau_2)}$$

и, полагая  $\beta = a$  (при  $s = 1$ ), — уравнение тока короткого замыкания

$$I_k = U'_{\text{ном}} \frac{r_0 + jx_0(1 + \tau_2) + r'_2/a}{-[x_0^2\tau - jr_0x_0(\tau_1 + \tau_2)] + [r_0 + jx_0(1 + \tau_1)]r'_2/a}.$$

Таким образом, в рассматриваемом режиме постоянного полного потока, или *IR*-компенсации, круговая диаграмма и все ее элементы, кроме точки короткого замыкания, не зависят от частоты. Точка короткого замыкания с изменением частоты перемещается по окружности. Ее положение для любой частоты статора может быть найдено при помощи обычной шкалы скольжения. Так как в точке короткого замыкания частота ротора равна частоте статора, положение точки короткого замыкания при частоте  $f_1 = f_{1\text{ном}}$  определяется пересечением с окружностью луча, проведенного в деление шкалы  $s=a$  (рис. 2.7).

Построенная нами круговая диаграмма отличается от обычной круговой диаграммы при номинальных значениях напряжения и частоты только тем, что по положительному действительной оси направлен не вектор приложенного напряжения  $U$ , а вектор фиктивного напряжения  $U'$ , вследствие чего круговая диаграмма повернулась на соответствующий угол по часовой стрелке.

Масштаб вторичного тока согласно формуле (1.41) постоянный (если пренебречь  $r^2_0$  в сравнении с  $x^2_0$ )

$$m_{12} = m_{11} (1 + \tau_1).$$

Мощность измеряется отрезками, параллельными оси ординат, в масштабе, который изменяется строго пропорционально частоте:

$$m_P = m_1 U'_{\text{ном}} m_{11a}.$$

Мощность электрических потерь в статоре можно учесть на круговой диаграмме специальной прямой, которая строится следующим образом: через точку короткого замыкания при номинальной частоте  $\beta = s = 1$  проводится прямая, параллельная оси ординат и ниже (или, условно, выше) оси абсцисс; на этой прямой находится точка, так, чтобы полученные отрезки были пропорциональны потерям короткого замыкания в роторе и статоре согласно отношению (1.40).

Масштаб моментов не зависит от частоты:

$$m_M = \frac{m_1 U'_{\text{ном}} m_{11}}{2 \frac{\pi}{p} f_{1\text{ном}}}.$$

Первичное напряжение на выводах статора (или «внутренняя» ЭДС инвертора, если его активное сопротивление добавить к сопротивлению статора) имеет геометрическим местом, при каждом значении частоты, свою собственную окружность (рис. 2.7):

$$\dot{U}_1 = U'_1 + I_1 r_1,$$

Очевидно, эта окружность  $I_1r_1$  повторяет окружность тока, построенную в соответствующем масштабе напряжений у конца вектора внутреннего напряжения  $\dot{U}'$ . С изменением частоты она будет перемещаться параллельно самой себе и окружности токов. Чтобы не перемещать эти окружности, можно построить одну окружность для всех частот у основания вектора напряжений  $\dot{U}'$ , развернув ее на  $180^\circ$ . Эта окружность определит векторы падения напряжения  $I_1'r_1$  с обратным знаком, а вектор напряжения на выводах представится отрезком между концами векторов:  $\dot{U}'$ , пропорционального частоте, и  $I_1'r_1$ , не зависящего от частоты.

Распределение на окружностях  $I_1$  и  $I_1'r_1$  точек абсолютного скольжения  $\beta$  находится совершенно так же, как и на окружности тока.

Геометрическими местами постоянного абсолютного скольжения для напряжения на выводах  $\dot{U}$  будут прямые.

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{ном}}\alpha + r_1 I_1(\beta).$$

Это следует непосредственно из уравнения (2.4), так как ток есть функция только одного параметра абсолютного скольжения  $\beta$ .

Уравнения основных прямых напряжения при  $\beta=\text{const}$ : напряжение идеального холостого хода

$$\dot{U}_0 = I_0 r_1 + \dot{U}_{\text{ном}}\alpha, \quad (2.7)$$

напряжение идеального короткого замыкания

$$\dot{U}_{jk} = I_{jk} r_1 + \dot{U}'_{\text{ном}}\alpha, \quad (2.8)$$

вектор центра окружности напряжения

$$\dot{\rho}U = r_1 \dot{\rho}_c + \dot{U}'_{\text{ном}}\alpha.$$

Эти уравнения определяют и распределение на прямых точек параметра частоты  $\alpha$ . Пользуясь двумя прямыми (2.7) и (2.8), легко построить окружность напряжения для любого значения частоты.

Уравнение момента в зависимости от абсолютного скольжения  $\beta$  можно получить из общего уравнения (1.20), положив в нем  $r_1=0$ . Тогда  $q=0$  и

$$M = M_{\max} \frac{2}{\beta/\beta_{kp} + \beta_{kp}/\beta}. \quad (2.9)$$

Выражение для максимального момента получим с учетом обозначений (1.10), подставив  $\dot{U}'_{\text{ном}}$  вместо  $\dot{U}_{\text{ном}}$ ,

$r_1=0$  и сократив на  $\gamma=\alpha$ :

$$M_{max} = \frac{m_1 U'_{nom}^2}{2\omega_{1nom}} \frac{1}{x_1(1+\tau) + x'_2(1+\tau_1)}. \quad (2.10)$$

Важно, что в рассматриваемом режиме максимальный момент не зависит от частоты благодаря компенсации падения напряжения  $I_1 r_1$ .

Критическое значение параметра абсолютного скольжения  $\beta_{kp}$  получим из (1.19), подставив  $r_1=0$ :

$$\beta_{kp} = \frac{r'_2(1+\tau_1)}{x_1(1+\tau_2) + x'_2}. \quad (2.11)$$

Критическое значение скольжения  $s_{kp}$  изменяется обратно пропорционально частоте статора:

$$s'_{kp} = \beta_{kp}/\alpha.$$

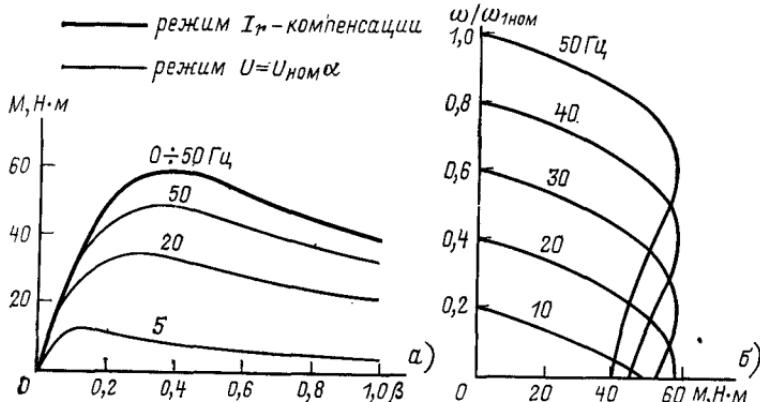


Рис. 2.8

На рис. 2.8 приведена одна кривая момента для всех частот в зависимости от параметра абсолютного скольжения  $\beta$ . Там же для сравнения показаны кривые момента в номинальном режиме  $U=U_{nom}$  для частот 50, 20 и 5 Гц.

Выразив в уравнении момента (2.9) параметр абсолютного скольжения  $\beta$  через относительные величины частоты  $\chi$  и угловой скорости ротора  $v=a-\beta$ , получим выражение механической характеристики двигателя

$$M = M_{max} \frac{\frac{2}{\alpha - v + \beta_{kp}}}{\frac{\beta_{kp}}{\alpha - v}}.$$

На рис. 2.8,б показано семейство кривых относительной угловой скорости  $v$  в зависимости от момента  $M$  при по-

стоянных значениях частоты 10, 20, 30, 40, 50 Гц. Крутизма механических характеристик изменяется, остается неизменной для всех частот при любом постоянном значении момента. Параметр абсолютного скольжения  $\beta$  при любых значениях момента не зависит от частоты:

$$\beta = \beta_{\text{кр}} \left( \frac{M_{\text{max}}}{M} - \sqrt{\frac{M_{\text{max}}^2}{M^2} - 1} \right). \quad (2.1)$$

Рабочий поток двигателя может быть определен исходя из формулы (1.17) подстановкой в нее  $U_{\text{ном}}=U'_{\text{ном}}$ ,  $r_1=\gamma=a$ :

$$\Phi = \frac{U'_{\text{ном}}}{C_1 f_{1\text{ном}}} \sqrt{\frac{x_2'^2 + r_2'^2/\beta^2}{c^2 + e^2 \frac{r_2'^2}{\beta^2}}}.$$

Поток не зависит от частоты, а от нагрузки он зависит так же, как при номинальной частоте. Относительное значение потока

$$\varphi = \sqrt{\frac{(x_2'^2 + r_2'^2/\beta^2)(c^2 + e^2 r_2'^2/s_{\text{ном}}^2)}{(x_2'^2 + r_2'^2/s_{\text{ном}}^2)(c^2 + e^2 r_2'^2/\beta^2)}}.$$

Электромагнитные потери можно выразить через момент двигателя, используя (1.47), формулой (1.52) с подстановкой в нее  $\beta$  из (2.12):

$$P_{\text{эм}} = \omega_{1\text{ном}} \left\{ \left[ r_2' + r_1 (1 + \tau_2)^2 + x_2'^2 \frac{K_{\text{ст}} \alpha}{m_1 C_{1\text{ном}}^2} \right] \frac{\beta}{r_2'} + \left[ \left( \frac{\tau_1}{x_1} \right)^2 r_1 + \frac{K_{\text{ст}} \alpha}{m_1 C_{1\text{ном}}^2} \right] \frac{r_2'}{\beta} \right\} M.$$

«Электромагнитный» КПД двигателя

$$\eta_{\text{эм}} = \frac{P_2}{P_2 + P_{\text{эм}}},$$

где

$$P_2 = \omega_{1\text{ном}} (\alpha - \beta) M,$$

причем  $\beta$  определено формулой (2.10).

На рис. 2.9 показаны рабочие характеристики двигателя в режиме постоянного полного потока в относительных единицах — напряжение  $\gamma$ , поток  $\varphi$  и КПД в зависимости от частоты  $\alpha$ . Поток показан двумя прямыми  $\varphi=\text{const}$  при номинальном моменте и при холостом ходе, когда он несколько возрастает. КПД показан тремя кривыми при не-

минальном моменте, его половина и четверти. С уменьшением нагрузки КПД уменьшается, так как потери в стали остаются неизменными (при той же частоте).

Основным достоинством режима постоянного полного потока является то, что при всех частотах сохраняются такие же условия работы двигателя, как и при номинальной частоте. Впервые этот режим был исследован экспериментально в 1962 г. Б. П. Соустиным и позже реализован промышленностью.

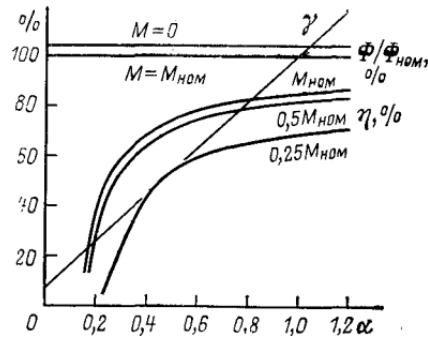


Рис. 2.9

## 2.4. ЗАКОН ПОСТОЯННОГО РАБОЧЕГО ПОТОКА

Компенсация падения напряжения в активных сопротивлениях статора обеспечивает постоянство полного потока при всех частотах, но не устраивает снижения рабочего потока, т. е. потока в воздушном зазоре, с увеличением нагрузки из-за падения напряжения в индуктивных сопротивлениях, учитывающих потоки рассеяния статора. Это снижение рабочего потока оказывается в равной мере при всех частотах (см. рис. 1.3).

В последнее время привлекает внимание режим постоянного рабочего потока (в дальнейшем — просто потока). Впервые он был рассмотрен автором в 1937 г. [3].

Режим постоянного потока может быть получен аналогично режиму постоянного полного потока компенсацией падения напряжения в полных первичных сопротивлениях схемы замещения соответствующим повышением напряжения на зажимах двигателя в функции частоты и нагрузки. Иными словами, необходимо регулировать пропорционально частоте внутреннее напряжение «намагничающей» ветви схемы замещения, т. е. индуцируемую рабочим потоком

$$\dot{U}'' = \dot{U} - I_1 z_1 = U''_0 a. \quad (2.13)$$

За расчетное базовое значение потока можно принять поток при номинальной нагрузке

$$\Phi_{\text{ном}} = \frac{|\dot{U}_{\text{ном}} - I_{1\text{ном}} z_{\text{ном}}|}{C_1}$$

или несколько большее значение при холостом ходе, равное с точностью до потерь в стали

$$\Phi_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{C_1 f_{1\text{ном}}} \frac{1}{\sqrt{d^2 + e^2}}.$$

Соответствующее этому потоку «номинальное» значение ЭДС

$$U''_{\text{ном}} = E_{\text{ном}} \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{d^2 + e^2}} \approx \frac{U_{\text{ном}}}{1 + \tau_1}.$$

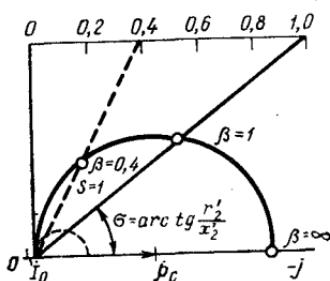


Рис. 2.10

Уравнение геометрических мест и характеристик двигателей в режиме  $\Phi = \text{const}$  можно получить, как и в режиме  $I_1 r_1$ -компенсации, из общих уравнений гл. положив в них  $r_1 = 0$ ,  $\tau_1 = 0$ ,  $\tau = \tau_2$ , в результате чего напряжение  $\dot{U}'$  становится равным входному.

Ток холостого хода не зависит от частоты и описывается постоянным вектором (рис. 2.10).

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}'_0 \alpha}{z'_0 \alpha} = \frac{\dot{U}_0}{r_0 + jx_0}.$$

Вектор приведенного тока ротора

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{U}''_0 \alpha}{r'_2 \frac{1}{s} + jx'_2 \alpha} = \frac{\dot{U}''_0}{r'_2 / \beta + jx'_2};$$

вектор первичного тока

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_2$$

будет описывать окружность, радиус которой

$$\dot{R}_c = -j \dot{U}'' \frac{1}{2x'_2},$$

а координата центра

$$p_c = \dot{I}_0 + \dot{R}_c.$$

Ток идеального короткого замыкания ( $\beta = \infty$ )

$$\dot{I}_{jk} = \dot{I}_0 + 2\dot{R}_c = -j \dot{U}'' \frac{1 + \tau_2}{x'_2}.$$

Положение точки короткого замыкания на окружности тока при любой частоте  $f_1 = f_{1\text{ном}} \alpha$  просто определяется по

шкалē параметра скольжения, построенной при номинальной частоте по угловому аргументу

$$\operatorname{tg} \sigma = r'_2 / x'_2.$$

Луч, проведенный из конца вектора  $\vec{I}_0$  в точку шкалы скольжения, в которой  $s=a$ , даст на пересечении с окружностью точку короткого замыкания при частоте, соответствующей  $a$ .

Компенсация падения напряжения в полных сопротивлениях статора требует существенного повышения напряжения с возрастанием нагрузки.

На рис. 2.10 для сравнения пунктиром показана окружность токов в режиме постоянного потока ( $r_1=0$ ). Она очень мало отличается от окружности в номинальном режиме  $U_1=U_{1\text{ном}}$ ,  $f_1=f_{1\text{ном}}$ .

С изменением параметров  $\alpha$  и  $\beta$  первичное напряжение  $U_1$  описывает геометрические места, уравнение которых получим, подставив в (2.13) первичный ток

$$\vec{I}_1 = \vec{U}''_0 \frac{r_0 + r'_2 \frac{1}{\beta} + jx_0(1 + \tau_2)}{(x_0 - jr_0)x'_2 + (r_0 + jx_0)r'_2/\beta}. \quad (2.14)$$

Отсюда напряжение

$$\vec{U}_1 = \vec{U}''_0 \frac{\underline{A} + \underline{B} \frac{1}{\beta} + \underline{C} \frac{\alpha}{\beta} + \underline{D}\alpha}{\underline{F} - \underline{G} \frac{1}{\beta}}, \quad (2.15)$$

где временно обозначено:

$$\begin{aligned} \underline{A} &= [r_0 + jx_0(1 + \tau_2)] r_1; & \underline{B} &= r_1 r'_2; \\ \underline{C} &= [r_0 + jx_0(1 + \tau_1)] r'_2; & \underline{D} &= -x_0^2 \tau + jr_0 x_0(\tau_1 + \tau_2); \\ \underline{F} &= j(r_0 + jx_0)x'_2; & \underline{G} &= (r_0 + jx_0)r'_2. \end{aligned}$$

Фиксируя в (2.15) параметр частоты  $\alpha$ , получим уравнение геометрических мест постоянной частоты — окружностей

$$\vec{U}_1(\beta) = \vec{U}''_0 \frac{(\underline{B} + \underline{C}\alpha^*) + (\underline{A} + \underline{D}\alpha^*)\beta}{\underline{G} + \underline{F}\beta}. \quad (2.16)$$

Фиксируя параметр скольжения  $\beta$ , получим уравнение геометрических мест постоянного абсолютного скольжения — прямых

$$\vec{U}_1(\alpha) = \vec{U}''_0 \frac{(\underline{A} + \underline{B}/\beta^*) + (\underline{C}/\beta^* - \underline{D})\alpha}{\underline{F} + \underline{G}/\beta^{*2}}. \quad (2.17)$$

Положение центров окружностей напряжения при постоянной частоте  $\alpha$  определяется вектором (если положить, что  $r_0 \ll x_0^2$ ):

$$\dot{\rho} = \dot{U}''_0 \left\{ \frac{r_1 r_0}{x_0^2} - j r_1 \frac{1 + 2\tau_2}{2x'_2} + \left[ \frac{x_1}{2x'_2} + (1 + \tau_1) + j \frac{r_0 \tau_1}{x_0} \right] \alpha \right\}.$$

Если же пренебречь потерями в стали, т. е. при  $r_0 = 0$ , то

$$\dot{\rho} \approx \frac{\dot{U}''_0}{2x'_2} \left\{ -j r_1 (1 + \tau_2) + [x_1 + 2(1 + \tau_1)x'_2] \alpha \right\}.$$

Радиус окружности напряжений из (2.16)

$$\dot{R}_c = \frac{\sqrt{(2r_1 r_0 - x_1 x_0 \alpha)^2 + (r_1 x_0 + 2r_0 x_1 \tau_2 \alpha)^2}}{2x'_2 x_0},$$

а без учета потерь в стали

$$\dot{R}_c \approx \frac{\sqrt{r_1^2 + x_1^2 \alpha^2}}{2x'_2}.$$

Полагая в (2.17)  $\beta = 0$ , получим уравнение прямой напряжения идеального холостого хода

$$\dot{U}_0 = \frac{\dot{U}''_0}{x_0^2} \{ [r_1 r_0 + x_0^2 (1 + \tau_1)] \alpha + j(r_0 x_1 + r_1 x_0) \},$$

а без учета потерь в стали

$$\dot{U}_0 \approx \dot{U}''_0 \left[ (1 + \tau_1) \alpha - j \frac{r_1}{x_0} \right].$$

При  $\beta = \infty$  (2.17) дает уравнение напряжения идеального короткого замыкания, без учета потерь в стали:

$$\dot{U}_\infty = \dot{U}''_0 \frac{x_0 \tau \alpha - j r_1 (1 + \tau_2)}{x'_2}.$$

При  $\beta = 1$  получим прямую напряжений короткого замыкания (при  $r_0 = 0$ )

$$\dot{U}_{ik} = \dot{U}''_0 \frac{r_1 [r'_2 + j x_0 (1 + \tau_2)] + [-x_0^2 \tau - j x_0 r'_2 (1 + \tau_1)] \alpha}{x_0 (x'_2 + j r'_2)}.$$

На рис. 2.11, а показан вид геометрических мест вектора первичного напряжения в режиме постоянного потока при номинальной частоте ( $\alpha = 1$ ). Для каждого значения частоты нужно строить свою окружность напряжения.

Разметка шкал параметра  $\alpha$  для каждой прямой  $\beta = \text{const}$  дается по двум точкам прямой:  $\alpha = 0$  и  $\alpha = 1$ . Хорда, соединяющая две точки шкал  $\beta = 0$  и  $\beta = \infty$  с одинаковой отметкой  $\alpha = \alpha^*$ , дает диаметр окружности, представляющей собой геометрическое место конца вектора напряжения.

жения по параметру абсолютного скольжения при данной частоте  $\omega_1 = \omega_{1\text{ном}}$ . Точка пересечения диаметра с прямой центров является центром окружности. Шкала параметра  $\beta$  для каждой окружности  $\alpha = \alpha^*$  строится так же, как шкала скольжения на окружностях тока: проводится прямая параллельно диаметру, ее отрезок между перпендикуляром к диаметру из его конца  $\beta=0$  и точкой пересечения с линией полезной мощности, т. е. хордой, соединяющей

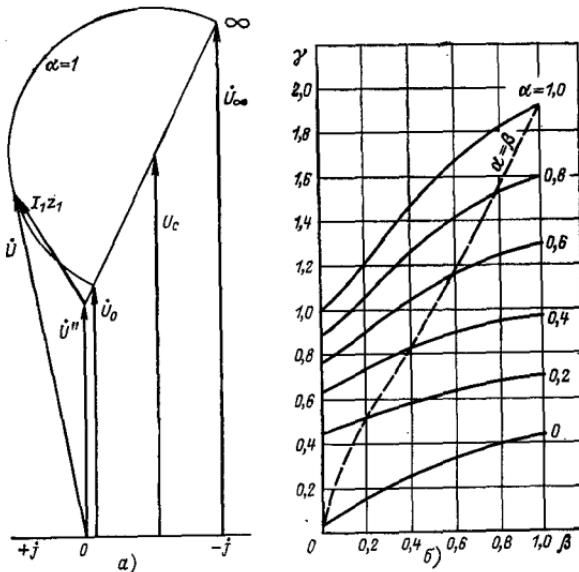


Рис. 2.11

точки  $\beta=0$  и  $\beta=1$  (или ее продолжением), и дает шкалу, масштаб которой определен этими точками.

Момент двигателя согласно, например (2.9) — (2.11), подставив в них  $x_1=0$ , можно выразить формулой

$$M = \frac{2M_{max}}{\beta/\beta_{kp} + \beta_{kp}/\beta}, \quad (2.18)$$

где критическое скольжение

$$\beta_{kp} = r'_2/x'_2$$

и максимальный момент

$$M_{max} = \frac{1}{2} m_1 U_{\text{ном}}^2 / \omega_{1\text{ном}} x'_2.$$

Оба эти параметра от частоты не зависят. Закон регулирования первичного напряжения определяется уравне-

нием

$$\gamma = \frac{U}{U_{\text{ном}}} = \frac{|\dot{U}''_0 \alpha + I_1 z|}{U_{\text{ном}}}.$$

Подставив сюда  $I_1$  из (2.14), получим:

$$\gamma = \sqrt{\frac{(b^2 + c^2 \alpha^2) \frac{\beta}{r'_2} + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{r'_2}{\beta} + r_1 \alpha}{(d^2 + e^2) x'_2 (\beta/\beta_{kp} + \beta_{kp}/\beta)}}.$$

Здесь параметр  $\beta$  является промежуточной функцией момента из уравнения (2.18):

$$\beta = \beta_{kp} \left( \frac{M_{\text{max}}}{M} - \sqrt{\frac{M_{\text{max}}^2}{M^2} - 1} \right).$$

На рис. 2.11,б приведены кривые, характеризующие изменение напряжения в режиме постоянного потока  $\gamma$  в зависимости от  $\beta$  при различных постоянных значениях частоты статора  $\alpha$ . Пунктиром показана граница области двигательного режима, расположенной слева, т. е. кривая пусковых моментов  $s=1$ ,  $\alpha=\beta$ .

Эти кривые, так же как и рис. 2.10, показывают, что в режиме постоянного потока, в верхнем поддиапазоне частот напряжение значительно превышает номинальное, особенно при больших скольжениях в пусковых режимах. Это ограничивает использование режима  $\Phi=\text{const}$  в указанных условиях.

Вместе с тем существенно возрастает момент двигателя, что и является преимуществом этого режима. Максимальный момент в режиме постоянного рабочего потока больше, чем в режиме постоянного потока, т. е.  $I_1 r_1$ -компенсации (и приблизительно в режиме  $U=U_{\text{ном}} \alpha$ ) в отношении

$$\frac{M''_{\text{max}}}{M'_{\text{max}}} \approx \frac{x_1 (1 + \tau) + x'_2 (1 + \tau_1)}{x'_2}.$$

В примере, показанном на рис. 2.10 и 2.11, максимальный момент увеличивается в 2,4 раза.

Практическое применение режима постоянного потока ограничивается допустимым повышением напряжения.

## 2.5. РЕЖИМ ПОСТОЯННОГО АБСОЛЮТНОГО СКОЛЬЖЕНИЯ

М. П. Костенко отмечал [2], что при регулировании напряжения по его закону абсолютное скольжение остается практически неизменным. Отсюда естественно обратное следствие, что если регулировать напряжение так, чтобы абсолютное скольжение оставалось неизменным при

всех частотах, то режим работы двигателя будет близок к режиму по основному закону Костенко. Так как измерение абсолютного скольжения в принципе проще, чем измерение момента, и осуществимо непосредственно как разность скоростей вращающегося поля и ротора:

$$\omega_d = \frac{2\pi}{p} f_1 - \omega; \quad \beta = \alpha - v,$$

то является актуальным исследование этого режима.

Впервые регулирование напряжения по закону  $\beta = \text{const}$  было предложено автором [3]. Затем этому режиму было посвящено значительное число работ [14, 15 и др.].

Закон регулирования напряжения при постоянном абсолютном скольжении, или, что то же, при постоянной частоте ротора  $f_2$ , получим из (1.18), положив в нем  $\beta = \text{const}$ . В частности, естественно принять  $\beta = s_{\text{ном}}$ , чтобы иметь номинальный режим при  $U = U_{\text{ном}}$ ,  $M = M_{\text{ном}}$ . В результате получим:

$$\gamma = \sqrt{M \frac{\omega_{1\text{ном}}}{m_1 U_{\text{ном}}^2} \left[ (b^2 + c^2 \alpha^2) \frac{s_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{r'_2}{s_{\text{ном}}} + 2r_1 \alpha \right]}.$$

Или, если ввести в эту формулу выражение номинального момента из (1.18), найдем:

$$\gamma = \sqrt{\frac{(b^2 + c^2 \alpha^2) \frac{s'_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2 \alpha^2) \frac{r'_2}{s_{\text{ном}}} + 2r_1 \alpha}{(b^2 + c^2) \frac{s_{\text{ном}}}{r'_2} + (d^2 + e^2) \frac{r'_2}{s_{\text{ном}}} + 2r_1 \alpha}} \sqrt{\frac{M}{M_{\text{ном}}}}.$$

Выражение потока получим из (2.17), положив в нем  $\beta = s_{\text{ном}}$ :

$$\Phi = \sqrt{\frac{2\pi}{m_1 C_1^2 f_{1\text{ном}}} \frac{x'^2_2 + r'^2_2 / s_{\text{ном}}^2}{r'^2_2 / s_{\text{ном}}}} \sqrt{M}.$$

Так как первый корень имеет постоянное значение, то поток в режиме  $\beta = \text{const}$  изменяется пропорционально корню квадратному из момента двигателя, что является также и основной особенностью управления по закону Костенко. Отличие от последнего заключается в том, что в режиме  $\beta = \text{const} = s_{\text{ном}}$  коэффициент при  $\sqrt{M/M_{\text{ном}}}$  не есть просто относительная частота  $\alpha$ , а сложная функция от  $\alpha$ :

$$F(\alpha) = \sqrt{\frac{(b^2 + c^2 \alpha^2) s_{\text{ном}} / r'_2 + (d^2 + e^2 \alpha^2) r'_2 / s_{\text{ном}} + 2r_1 \alpha}{(b^2 + c^2) s_{\text{ном}} / r'_2 + (d^2 + e^2) r'_2 / s_{\text{ном}} + 2r_1 \alpha}}.$$

Так как поток уменьшается с уменьшением момента нагрузки, то соответственно уменьшаются и потери в стали, однако этот режим не может дать минимальных потерь, потому что он требует регулирования абсолютного скольжения по оптимальному закону.

## 2.6. УПРАВЛЕНИЕ ЧАСТОТОЙ ПРИ НОМИНАЛЬНОМ НАПРЯЖЕНИИ

Управление частотой при постоянном, в частности номинальном, напряжении на выводах двигателя дает возможность расширить диапазон регулирования скорости вверх от ее номинального значения за счет повышения частоты при той же мощности преобразователя частоты. Момент, который может развивать двигатель в этом режиме, уменьшается примерно обратно пропорционально квадрату частоты. Характеристики можно улучшить форсированием напряжения с увеличением нагрузки по закону  $\gamma = \sqrt{\alpha}$ .

Поведение асинхронного двигателя при неизменном напряжении и переменной частоте описывается общими уравнениями гл. 1 при постоянном значении параметра напряжения  $\gamma = 1$ . Так как с увеличением частоты роль первичных активных сопротивлений уменьшается, ими в большинстве случаев можно пренебречь.

Круговые диаграммы при различных повышенных значениях частоты можно строить по данным круговой диаграммы при номинальной частоте. Шкалы параметра  $\alpha$  окружностей  $s=0$ ,  $s=\infty$  и эллипса центров не отличаются от соответствующих шкал в номинальном режиме  $U = U_{\text{ном}}$ .

Положение точки идеального холостого хода  $s=0$  ( $\beta=0$ ) легко и с большой точностью определяется по вектору тока идеального холостого хода при номинальной частоте простым соотношением

$$I_{10} = I_{10\text{ном}} / \alpha.$$

Действительно, ток  $I_{10}$  определяется выражением

$$I_{10} = \dot{U}_{\text{ном}} \frac{1}{r_1 + r_0 \alpha + j(x_0 + x_1) \alpha},$$

но  $r_1$  мало в сравнении с остальной частью знаменателя, которая растет с увеличением частоты. Поэтому при  $\alpha > 1$  можно принять, что ток холостого хода изменяется обратно пропорционально частоте при неизменной фазе.

Построение круговых диаграмм выполняется по методике, изложенной в гл. 1 (достаточно только принять  $\gamma = 1$  и пренебречь первичными активными сопротивлениями).

Масштаб первичного тока не зависит от частоты, а вторичного выражается через масштаб первичного той же формулой, что и в режиме  $U/f_1 = \text{const}$ , потому что это соотношение зависит только от сопротивлений машины и не зависит от напряжения на ее выводах. Так как в данном режиме частота выше номинальной, то роль  $r_1$  мала, мас-

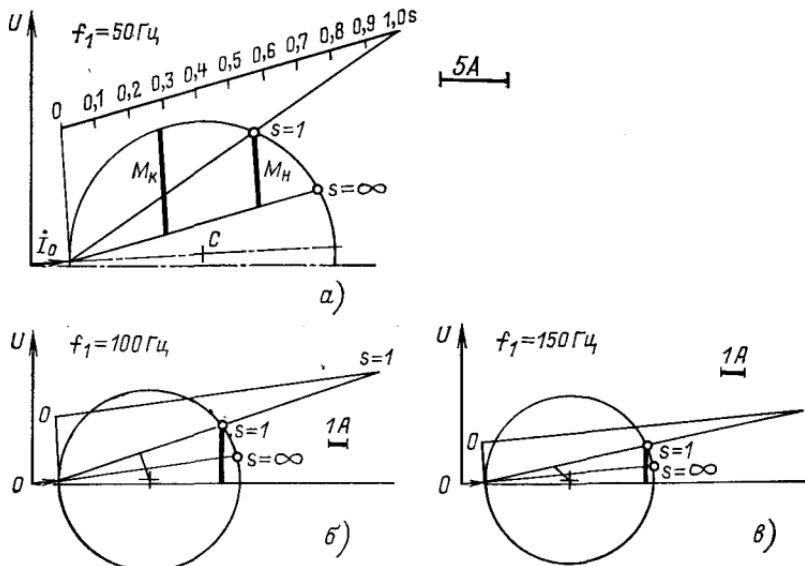


Рис. 2.12

штаб вторичного тока практически также не зависит от частоты и можно принять:

$$m_{I2} = m_{I1}(1 + \tau_1).$$

Масштаб мощности не зависит от частоты. Действительно, согласно формуле (1.43) и при учете того, что в данном случае  $\gamma = 1$ ,

$$m_P = m_1 U_{\phi, \text{ном}} m_{I1} \cos \sigma_1,$$

а угол  $\sigma_1$  уменьшается с увеличением частоты и можно считать  $\cos \sigma_1 \approx 1$ .

Масштаб момента изменяется обратно пропорционально частоте согласно формуле (1.43):

$$m_M = \frac{m_P}{2 \frac{\pi}{p} f_{1\text{ном}}} \frac{m_1 U_{\phi, \text{ном}} p_1}{\omega_{1\text{ном}}} m_{I1}.$$

На рис. 2.12 показаны круговые диаграммы, построенные изложенным методом в масштабе для частот 50 (a),

100 (б) и 150 (в) Гц и относящиеся к тому же двигателю, что и выше.

Как в режиме  $U/f_1=\text{const}$ , так и в режиме  $U=\text{const}$ , круговые диаграммы с изменением частоты деформируются. Диаметр окружности в обоих случаях уменьшается. Но если в режиме  $U/f_1=\text{const}$  он уменьшается при регулировании частоты вниз от номинальной, то теперь он уменьшается при регулировании частоты вверх от номинальной (рис. 2.13, а). В первом случае окружность тока смещается

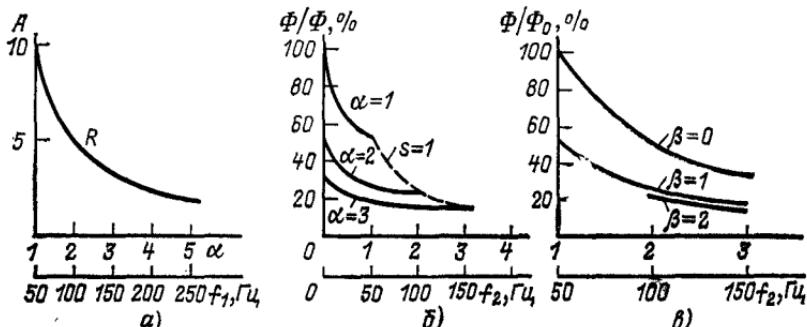


Рис. 2.13

к вектору напряжения, во втором — от него. Такая деформация круговых диаграмм происходит в первом случае вследствие возрастания влияния активных сопротивлений статора при понижении частоты, во втором случае — вследствие возрастания индуктивных сопротивлений при повышении частоты.

Влияние регулирования частоты в режиме постоянного напряжения на круговые диаграммы и характеристики двигателя можно выяснить, рассмотрев изменение рабочего потока двигателя при изменении частоты и нагрузки.

На рис. 2.13, б показано относительное изменение потока в зависимости от абсолютного скольжения  $\beta$ , при постоянных значениях частоты статора  $\alpha$ , а на рис. 2.13, в — в зависимости от  $\alpha$  при постоянных значениях  $\beta$ . За 100% принято значение потока  $\Phi_0$  при номинальной частоте и холостом ходе двигателя.

Относительное значение потока определяется модулем выражения

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} = \left| \frac{1}{\alpha} - \frac{I_1}{U_{\text{ном}}} (r_1/\alpha + jx_1) \right|. \quad (2.19)$$

Пунктиром на рис. 2.13, б показана кривая потока при неподвижном роторе, т. е. при  $s=1$ ,  $\alpha=\beta$ .

Согласно (2.19) при холостом ходе поток изменяется строго обратно пропорционально частоте.

При нагрузке (одинаковых значениях  $\beta$ ) поток снижается при уменьшении частоты статора тем медленнее, чем выше абсолютное скольжение. С изменением частоты статора ЭДС при холостом ходе остается неизменной и незначительно уменьшается при нагрузке. Поэтому изменение тока статора определяется преимущественно его полным сопротивлением. Ток при повышении частоты уменьшается вследствие возрастания индуктивных сопротивлений рассеяния статора. Момент уменьшается обратно пропорционально квадрату частоты, а мощность — обратно пропорционально первой степени частоты (так как возрастает угловая скорость вращающегося поля). Максимальное значение мощности, которую может развить двигатель, уменьшается при увеличении частоты из-за уменьшения тока вследствие возрастания индуктивных сопротивлений.

На рис. 2.14, а приведены кривые момента двигателя в зависимости от абсолютного и относительного скольже-

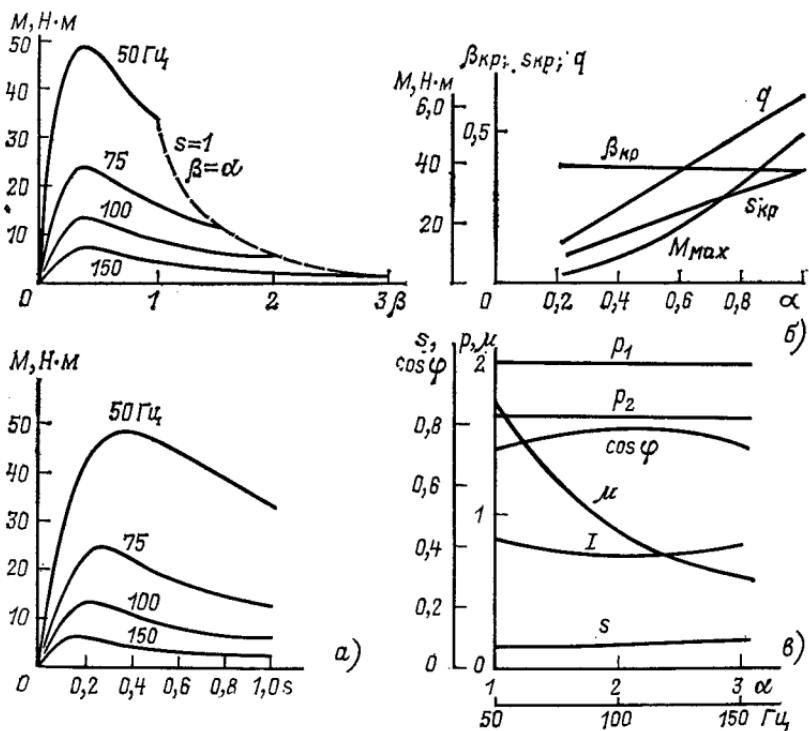


Рис. 2.14

ний при разных значениях частоты статора. Рис. 2.14, б показывает влияние частоты на параметры механической характеристики. Характеристики, приведенные на рис. 2.14, в показывают влияние частоты на ток, момент, полезную мощность,  $\cos \phi$  и скольжение при постоянной подведенной мощности. Полезная мощность несколько снижается, а относительное скольжение возрастает при увеличении частоты.

Избежать снижения максимальной мощности при увеличении частоты можно соответствующим увеличением напряжения, с тем чтобы компенсировать падение напряжения в индуктивных сопротивлениях статора.

Однако для этого потребуются довольно значительно увеличение напряжения по сравнению с номинальным и следовательно, соответствующее увеличение мощности преобразователя, питающего двигатель.

При сравнении асинхронного двигателя с двигателем постоянного тока следует учитывать, что при регулировании скорости последнего ослаблением поля его мощность также уменьшается по условиям коммутации.

Автоматическое регулирование и управление в электро приводах с частотным управлением и двухзонным регулированием скорости может быть реализовано по тем же принципам, что и в современных схемах автоматического управления приводами постоянного тока.

## Глава третья

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

## 3.1. ВИДЫ И СТРУКТУРА

Вентильный преобразователь частоты является основной и наиболее сложной частью электропривода с частотным управлением асинхронных двигателей, а также синхронных, в частности безщеточных.

Преобразователь частоты осуществляет преобразование синусоидального напряжения сети постоянной частоты в напряжение на выводах двигателей изменяемой частоты, с целью управления работой приводимых машин путем воздействия на частоту напряжения двигателя. Таким образом, преобразователь частоты выполняет одновременно две функции: энергетическую функцию питания двигателя и информационную — управления рабочей машиной или ее элементами.

Управление рабочей машиной осуществляется изменением одной из двух качественно различных переменных состояния на валу двигателя: угла поворота вала или его производной — угловой скорости и момента, развиваемого двигателем. Одна из этих переменных задается воздействием управления и воспроизводит его, другая, как правило, зависит от нагрузки рабочей машины. В весьма широком классе электроприводов управляемой переменной служит скорость, а нагрузка (момент статического сопротивления) является некоторой функцией скорости.

Для надлежащего выполнения своих функций в преобразователях частоты осуществляется управление не только частотой напряжения, но и его амплитудой или действующим значением. Обе эти функции выполняются путем квантования во времени напряжения или тока.

Таким образом, вентильные преобразователи частоты и приводы с частотным управлением в целом представляют собой сложную квазинепрерывную систему. По определению [3, 18] квазинепрерывной системой является такая система передачи и преобразования энергии и информации, в которой одна входная непрерывная величина (или система величин) преобразуется в другую непрерывную же выходную величину путем квантования промежуточных переменных состояния во времени.

В вентильных преобразователях частоты квантование осуществляется посредством управляемых вентильных коммутаторов (УВК), построенных из контактных или бесконтактных, преимущественно полупроводниковых транзисторных и тиристорных вентиляй — ключей. По существу УВК является развитием коллектора электрических машин, также выполняющего преобразование частоты.

В преобразователях частоты применяются пять основных видов УВК:

1. Преобразователи периодического тока в постоянный — УВК выпрямления.
2. Преобразователи постоянного тока в периодический — УВК инвертирования.
3. Двойные преобразователи — периодического тока в постоянный и постоянного в периодический — обратимые УВК.
4. Преобразователи энергии одной частоты непосредственно в энергию другой частоты.
5. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное, изменяемое время-импульсным регулированием посредством вентильных прерывателей.

Преобразование вида функций напряжения и тока посредством квантования приводит к необходимости улучшения формы квантованных, импульсных кусочно-прерывистых функций — максимального приближения ее к полезной составляющей. В установившемся режиме полезной составляющей преобразователей переменного или постоянной напряжения или тока в постоянное является постоянная величина, а преобразователям переменного или постоянной напряжения в переменное — синусоидальная функция времени. В неустановившихся режимах в обоих случаях полезная составляющая модулируется управлением и в обоих случаях возникает задача подавления высших гармоник возможно деформированных управлением.

Эта задача решается в преобразователях частоты с сочетанием двух средств: в устройствах управления вентилями — реализацией соответствующих логических законов алгоритмов переключения вентилей, а в силовых цепях использованием фильтров из индуктивностей и емкостей.

Фильтры представляют собой вторую структурную часть вентильных преобразователей.

Третьим элементом многих, но далеко не всех видов преобразователей частоты являются трансформаторы. Трансформаторы могут выполнять три функции: 1) согласование напряжений, 2) увеличение числа фаз напряжений и 3) электрическое связывание цепей.

Комбинирование УВК с трансформаторами, с использованием вспомогательных элементов, например реакторов конденсаторов, и объединение их системой управления позволяет строить все известные схемы преобразователей частоты и электропривода.

В полной системе электропривода с частотным управлением можно выделить следующие энергетические («силовые»), структурные агрегаты, выполняющие свои, более узкие, но самостоятельные функции:

1. Выпрямители, неуправляемые и управляемые, и построенные на их базе обратимые и реверсивные преобразователи.

2. Непосредственные преобразователи.

3. Автономные инверторы.

На рис. 3.1 показаны упрощенные структуры основных видов преобразователей частоты, получивших применение в электроприводах (см. также § 5.3). Основным фактором, определяющим структуру преобразователя частоты, является способ регулирования напряжения. По этому признаку все преобразователи частоты можно разделить на два

класса: 1) непосредственного преобразования периодического напряжения частоты сети  $f_c$  в периодическое напряжение управляемой частоты  $f_1$  (НПЧ на рис. 3.1, а) и 2) двухзвенные преобразователи, в которых периодическое напряжение сначала выпрямляется, а затем инвертируется (рис. 3.1, б—г).

Основное применение получили преобразователи частоты второго класса, необходимым элементом которых является выпрямитель.

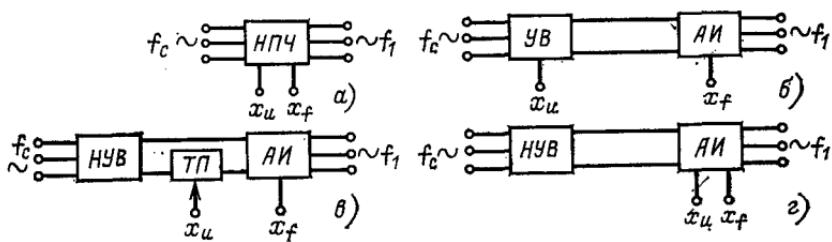


Рис. 3.1

Применяются два вида преобразователей частоты второго класса, отличающиеся способом формирования и регулирования напряжения, с неуправляемым выпрямителем  $\text{НУВ}$  и с управляемым выпрямителем  $\text{УВ}$ .

В преобразователях частоты с  $\text{УВ}$  регулирование амплитуды напряжения осуществляется выпрямителем (сигнал  $x_u$ ), а регулирование частоты (сигнал  $x_f$ ) и формирование волн напряжения — инвертором (рис. 3.1, б).

В преобразователях с неуправляемыми выпрямителями используются две возможности. В некоторых случаях выпрямленное напряжение регулируется с помощью тиристорного прерывателя (ТП) изменением скважности (относительной продолжительности) импульсов, вырезаемых из выпрямленного напряжения, и после сглаживания фильтром подается на автономный инвертор, как и в случае управляемого выпрямителя (рис. 3.1, в). Однако значительно большее распространение получили способы управления амплитудой напряжения, его частотой и формированием волны в самом инверторе (рис. 3.1, г). Известны разные способы решения этой задачи, основным из них является способ широтно-импульсной модуляции выпрямленного, постоянного напряжения (ШИМ). Подробнее мы остановимся на них ниже, теперь же для примера приведем две типичные схемы преобразователей частоты — непосредственного и двухзвенного.

На рис. 3.2,а показана схема привода с непосредственным преобразователем частоты (НПЧ), построенным на основе трех мостовых трехфазных выпрямителей: 1 — двигатель, 2 — УВК преобразователя частоты, 3 — трансформатор, 4 — устройство управления УВК.

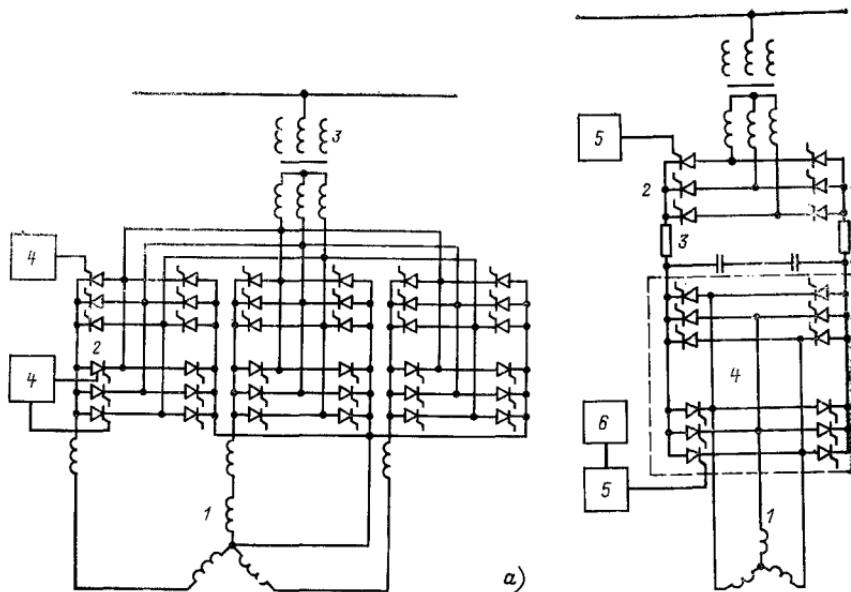


Рис. 3.2

Двухзвенный преобразователь частоты представляет собой каскадное соединение выпрямителя через фильтр с автономным инвертором. На рис. 3.2,б показана схема преобразователя частоты этого класса с управляемым выпрямителем: 1 — двигатель; 2 — УВК выпрямителя; 3 — фильтр; 4 — УВК автономного инвертора; 5 — устройство управления напряжением УВК 2; 6 — устройство управления частотой УВК 4.

### 3.2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЕНТИЛЬНЫЕ КОММУТАТОРЫ

Управляемые вентильные коммутаторы выполняют две основные функции преобразователя частоты: 1) преобразование параметра энергии — частоты и формы напряжения или тока главной цепи и 2) управление значениями параметров частоты и амплитуды. Обе эти функции выполняются дискретно — квантованием. Основное назначение УВК — выпрямление переменного тока в постоянный и инвертирование постоянного тока в переменный. Широко

применяются обратимые УВК, обеспечивающие прямое и обратное преобразование качества энергии. В приводах обратимые УВК необходимы для рекуперативного торможения.

Поэтому УВК состоит из двух основных частей: 1 — силовой схемы из управляемых вентилей, т. е. собственно коммутатора, передающего главный поток энергии; 2 — устройства управления вентилями, которое выполняет две функции — физическую функцию включения или выключения вентилей и логическую функцию управления очередностью включения и выключения отдельных вентилей.

Таким образом, УВК объединяет электрические цепи разной природы: главную цепь, передающую рабочий по-

ток энергии из сети переменного тока к двигателю, и цепь управления, которая несет информацию, управляющую параметрами этого потока энергии — формой, амплитудой и частотой напряжения или тока на выходе УВК. Соответственно УВК имеет два входа — энергетический  $p_1$  и информационный  $u_y$  и один выход  $p_2, u_2$ , в котором энергетический параметр несет также информацию сигнала управления (рис. 3.3).

В настоящее время применяется много различных видов вентилей. Рассмотрение их физических свойств представляет самостоятельный вопрос. Для изучения основных свойств электропривода с частотным управлением допустимо считать все вентили идеальными управляемыми ключами без потерь и накопления энергии.

Идеальный вентиль — это элемент цепи, сопротивление которого может иметь только два значения — нуль и бесконечность. Потери в вентилях, когда это необходимо, будем учитывать особо.

Ограничимся рассмотрением УВК с идеальными вентилями следующих видов:

1. Вентили неполного управления — тиристоры и симисторы. Замыкают («открывают») цепь по сигналу управления, размыкают («закрывают») цепь в зависимости от напряжения питания при включении в работу следующего вентиля или, когда ток, уменьшаясь, достигает нуля.

2. Вентили полного управления — транзисторы в ключевом режиме, тиристоры с принудительной коммутацией. У этих вентилей по цепям управления задается как включение, так и выключение.

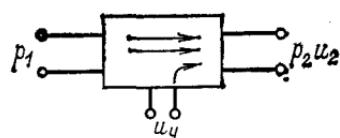


Рис. 3.3

При рассмотрении медленных переходных процессов в системе электропривода будем пренебрегать быстрыми процессами коммутации, т. е. перехода тока с одного вентиля на другой, иными словами, считать коммутацию идеальной, мгновенной.

Процессы коммутации будем рассматривать особо.

Структура силовых цепей УВК, т. е. собственно коммутаторов, весьма разнообразна [7, 10, 12, 16]. Основными следует считать два вида УВК: лучевые — однотактные, которые пропускают ток только в одном направлении, и мостовые, двухтактные, которые пропускают ток в обоих направлениях.

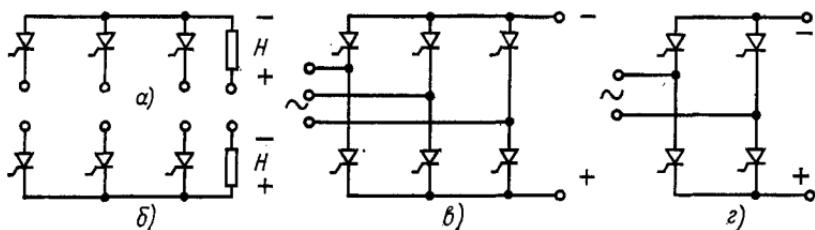


Рис. 3.4

Наибольшим применением в УВК преобразователей частоты пользуются мостовые схемы (рис. 3.4, в и г), которые можно рассматривать как соединения двух лучевых схем (рис. 3.4, а и б). Обе свои функции УВК выполняет посредством квантования по времени непрерывного входного параметра энергии (напряжения или тока) на импульсы и формирования из последовательности этих импульсов выходного параметра (напряжения или тока). Этот выходной параметр в общем случае представляет собой кусочно-гладкую функцию времени, которая с определенной точностью воспроизводит непрерывный или эквивалентный ему импульсный сигнал управления, поступающий на вход устройства управления вентилями.

В процессе квантования ток последовательно переходит с одного вентиля на другой, сохраняя непрерывность (кроме частного случая прерывистых токов), благодаря индуктивному характеру нагрузки. В одном вентиле он прекращается, и вентиль выключается, другой включается, принимая на себя ток. Этот процесс называется коммутацией.

Силовые схемы УВК в принципе обратимы, т. е. каждая может работать как в режиме выпрямителя, так и в режиме инвертирования, но процессы коммутации в них и способы их осуществления различны.

По признаку коммутации УВК можно разделить на два класса: УВК с естественной коммутацией и УВК с принудительной (или искусственной) коммутацией.

С естественной коммутацией работают УВК выпрямителей и ведомых инверторов в режиме рекуперации энергии в сеть или питания синхронных двигателей.

С принудительной коммутацией работают автономные инверторы. Иногда она применяется и в выпрямителях, например для улучшения коэффициента мощности.

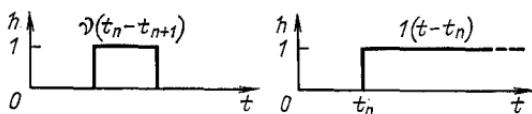


Рис. 3.5

Каждый импульс выходного параметра УВК можно разложить в ряд Фурье на его интервале непрерывности между двумя коммутациями  $T_n = t_{n+1} - t_n$ :

$$f_n(t) = f_{n\text{ср}} + \sum_{k=1}^{\infty} \bar{A}_{nk} \sin(k\bar{\omega}_n t + \bar{\varphi}_n).$$

Знакок  $\bar{—}$  сверху означает, что функция под ним равна нулю везде, кроме интервала непрерывности:

$$\bar{h}(t) = v(t - t_n) h(t), \quad (3.1)$$

где

$$v(t - t_n) = 1 \text{ при } t_n < t < t_{n+1} \text{ и } 0$$

$$\text{при } t_{n+1} < t < t_n$$

— единичный импульс (рис. 3.5):

$$\bar{\omega}_n = 2\pi/T_n$$

— частота квантования.

Сумма импульсов на любом отрезке времени представит точно выходную функцию УВК двойной суммой — ступенчатым рядом Фурье:

$$f(t) = \sum_n \bar{f}_{n\text{ср}} + \sum_n \sum_{k=1}^{\infty} \bar{A}_{nk} \sin(k\bar{\omega}_n t + \bar{\varphi}_n).$$

Переставив порядок суммирования, представим выход УВК в виде бесконечной суммы ступенчатых гармоник, в которых не только амплитуды, но и частоты и фазы

суть ступенчатые функции времени:

$$f(t) = \sum_n \bar{f}_{n\text{cp}} + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_n \bar{A}_{nk} \sin(k\omega_n t + \bar{\varphi}_n). \quad (3.2)$$

Границы между импульсами определяются множеством точек, которые образуют сеточную функцию, заданную управлением.

Из всех ступенчатых составляющих гармоник в любом УВК практическую ценность представляет только одна «полезная» составляющая, воспроизводящая изменения входного управляющего сигнала УВК. Все остальные составляющие дают в сумме вредные искажения квантования, которые стремятся, по возможности, уменьшить.

Все УВК следует разделить на два принципиально различных класса: синхронные и асинхронные.

У синхронных УВК частота квантования постоянна и кратна частоте сети

$$f_k = f_c m,$$

где  $m$  число фаз на выходе УВК.

Управление осуществляется изменением фазы контактных точек сеточной функции относительно питающего напряжения.

У асинхронных УВК входная и выходная частоты независимы (входная частота может быть равна нулю) а управление осуществляется изменением частоты контактных точек функции  $\alpha(t)$  (рис. 3.6).

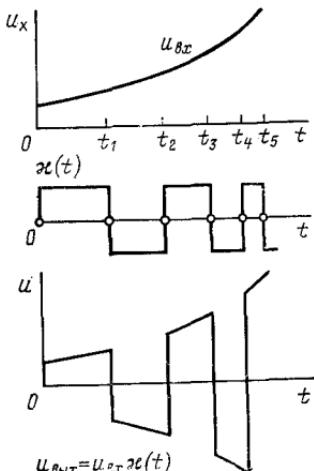


Рис. 3.6

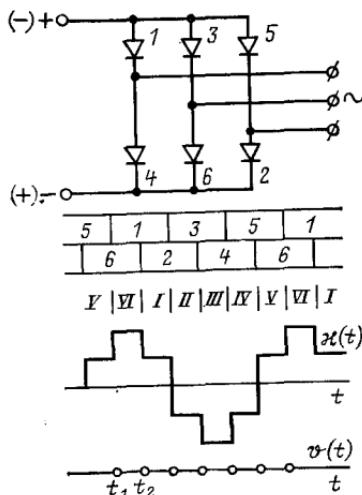


Рис. 3.7

На синхронных УВК строятся выпрямители и ведомые инверторы с естественной коммутацией, на асинхронных—непосредственные преобразователи и автономные инверторы.

Совокупность последовательности импульсов неповторяющихся вентилем образует цикл коммутации. Число импульсов («пульсов») в цикле равно  $m$ . Это число называют также периодичностью УВК. На рис. 3.7 показаны схема трехфазного мостового УВК ( $m=6$ ) с нумерацией вентилем в порядке их включения и цикл их чередования.

Цикл коммутации удобно записывать в виде таблицы состояния вентилем  $1—6$  по интервалам  $I—VI$ . На основании такой таблицы можно построить матрицу и тензор преобразования входных величин УВК в выходные, а также соответствующие коммутационные функции  $\chi(t)$

Таблица 3.1

Интервал	Вентили					
	1	2	3	4	5	6
I	1	1				
II		1	1			
III			1	1		
IV				1	1	
V					1	1
VI	1					1

Управление формой и значением импульсов осуществляется путем смещения во времени моментов квантования, т. е. включения и выключения вентилем УВК. В зависимости от характера квантуемой функции это смещение моментов квантования может носить характер фазовой модуляции в УВК выпрямителей и частотной в УВК инверторов. При этом возможны два случая:

1) все точки сеточной функции заданы управлением (выпрямитель с вентилями неполного управления при идеальной коммутации непрерывных токов, автономный инвертор с принудительной коммутацией или вентилями полного управления);

2) точки включения вентилем заданы управлением, а расположение точек выключения вентилем зависит не от

управлений, а от внутренних процессов в системе (выпрямители с учетом реальной коммутации и в области прерывистых токов).

Таким образом, управляющая информация передает вентильному коммутатору только сеточной функцией включения вентиляй, и только сеточная функция передает информацию управления. В интервалах между точками сеточной функции никакой связи между входом устройства управления вентилями и выходом УВК нет. В этом и заключается глубокая, принципиальная особенность всех квазинепрерывных систем.

Здесь возникает основная задача теории квазинепрерывных систем: восстановления непрерывной связи между управляющим сигналом и полезной составляющей на выходе УВК внутри интервалов, т. е. между контактными точками. Для доопределения задачи предлагается привлечь информационное требование минимизации искажений полезной составляющей:

$$\delta = \sum_n u(t)_{nep} - u^0_{\text{вых}}(t) = \min.$$

В результате ступенчатая полезная составляющая сглаживается и остается непрерывная полезная составляющая

$$u^0_{\text{вых}}(t) = Ku_y(t) + \Delta,$$

где  $\Delta$  сумма ступенчатых гармоник искажений квантования плюс «остатки» после сглаживания полезной ступенчатой составляющей. Очевидно, гладкая полезная составляющая в каждом интервале содержит по крайней мере одну точку, точно определенную сигналом.

Составляющая искажений квантования в действительности является случайной функцией, сильно коррелированной с сигналом управления и зависящей от ряда других факторов. В традиционной теории вентильных систем обычно рассматриваются детерминированные кусочно-гладкие функции полных напряжений и токов, в которых скрыты непрерывная полезная составляющая и шумы квантования.

Однако выделение полезной составляющей, как и во всех квазинепрерывных системах, отнюдь не является формальным преобразованием, а выражает физическую реальность [18, 20].

В случае фазового управления синхронными УВК сеточная функция управления коммутатором может быть задана аналитически уравнением вида

$$F_1(t) - F_2(t) = v(t) = 0. \quad (3.3)$$

Здесь  $F_1(t)$  — управляющая функция, непрерывная или ступенчатая (в цифровых системах, в результате квантования по уровню);  $F_2(t)$  — некоторая функция управляемого параметра, напряжения или тока, или вспомогательная независимая функция времени;  $v$  — сеточная функция моментов открытия.

Множество значений времени  $t_n$ , удовлетворяющих уравнению (3.3), и даст контактные точки сеточной функции и точки разрыва коммутационной функции.

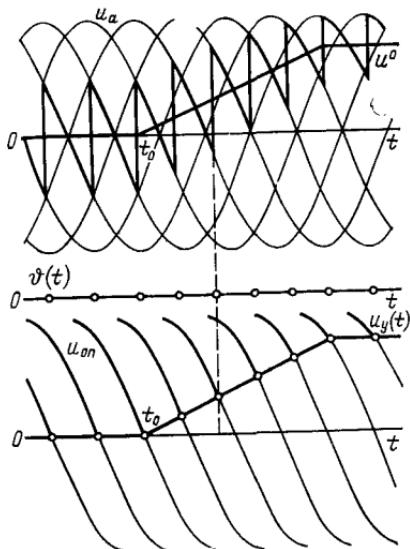


Рис. 3.8

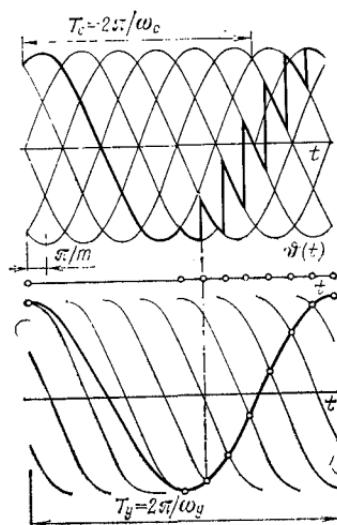


Рис. 3.9

В асинхронных УВК реализуется управление частотой выходного параметра. Сеточная функция контактных точек, доставляемых системой импульсно-фазового управления (СИФУ), в этом случае может быть записана уравнением

$$F_3(t) = 0,$$

т. е. управляющие импульсы генерируются в момент перехода через нуль некоторой вспомогательной функции  $F_3(t)$ , зависящей от сигнала управления  $u_y$ .

В простейшем случае функцией  $F_3(t)$  может быть прямугольный синус (меандр):

$$F_3(t) = \frac{\sin \omega t}{|\sin \omega t|},$$

Модулированный по частоте сигналом управления:

$$\omega(t) = \omega[u_y(t)].$$

Получение контактных точек сеточных функций и генерирование соответствующих им импульсов фазового или частотного управления реализуется различными способами. Частотное управление рассматривается подробнее в § 3.5—3.7, здесь же мы остановимся на фазовом управлении.

Основной способ фазового управления УВК, известный под названием вертикального, основан на использовании в качестве функции  $F_2(t)$  опорного периодического сигнала, синхронизированного с входным напряжением УВК и имеющего пилообразную форму с линейными или косинусоидальными зубьями.

Диаграмма фазового управления (рис. 3.8), предложенная в [9], иллюстрирует способ определения контактных точек сеточной функции  $v(t)$  и построения выпрямленного напряжения на примере трехфазного мостового УВК с косинусоидальным опорным напряжением в  $n$ -м интервале

$$u_{\text{оп } n} = E_m \Gamma(t - t_n) \cos \left[ \omega t - (n - 1) \frac{2\pi}{m} \right].$$

Опорное напряжение опережает по фазе на угол  $\pi/m$  синхронное с ним анодное напряжение

$$u_{\text{ан}} = E_m \Gamma(t - t_n) \cos \left[ \omega t - (2n - 1) \frac{\pi}{m} \right].$$

Сигнал управления в данном примере линейный:

$$u_y = qt.$$

На рис. 3.9 показаны жирными линиями: сигнал управления, выпрямленное напряжение и его полезная составляющая  $u^0$ , а также фазовая диаграмма при синусоидальном сигнале управления

$$u_y = E_{ym} \cos(\omega_y t + \phi)$$

с максимальной возможной амплитудой  $E_{ym}$  и с частотой  $\omega_y = 3\omega_c/4$ .

Информационная функция УВК в замкнутых системах автоматического управления по существу сводится к усилению напряжения, так как мощность определяется обычно не управлением привода, а нагрузкой приводимой машины.

Напряжение на выходе УВК содержит непрерывную полезную составляющую выпрямленного напряжения  $u_B$  и составляющую искажений квантованием  $\Delta$ :

$$u_B = u^0_B + \Delta,$$

Полезная составляющая представляет собой модулированное сигналом управления  $u_y$  среднее значение выпрямленного напряжения

$$u^0_{\text{в}} = K_y u_y,$$

а искажения квантования — модулированные пульсации. Они являются случайной функцией времени — шумом квантования, так как их фаза неизвестна.

Коэффициент усиления для неискаженного воспроизведения сигнала должен иметь постоянное, в пределах до «насыщения» значение. Обобщим на режим управления определение полезной составляющей в стационарном режиме, основанное на интегральной, среднеарифметической оценке пульсаций:

$$\Delta = \frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} (u_{\text{в}} - K_y u_y) dt,$$

где  $t_n = \sum T_n$ ;  $T_n$  — продолжительность  $n$ -го интервала квантования.

Таким образом,

$$\Delta = \frac{1}{\sum T_n} \sum_n \int_0^{T_n} (u_{\text{в}n} - K_y u_{yn}) dt,$$

где  $t$  — время, отсчитываемое от начала каждого интервала.

Усиление будет неискаженным, если  $\Delta = 0$  при всех  $n$ . Для этого достаточно, чтобы на каждом интервале

$$\Delta_n = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} (u_{\text{в}n} - K_y u_n) dt = 0, \quad (3.4)$$

а коэффициент усиления не зависел от номера интервала:

$$K_{yn} = K_y = \text{const},$$

откуда

$$\int_0^{T_n} u_{\text{в}} dt = K_y \int_0^{T_n} u_y dt.$$

Следовательно, для пискаженного усиления сигнала управления выпрямителем достаточно, чтобы в каждом интервале квантования (непрерывности) среднее значение выпрямленного напряжения равнялось среднему значению сигнала управления, умноженному на коэффициент усиления, а коэффициент усиления имел постоянное значение во всех интервалах.

В случае вертикального управления «арккосинусы» СИФУ возникают нелинейные динамические искажения зависящие от сигнала управления и его производной. причина заключается в том, что продолжительность интервала квантования (и их частота, соответственно) при управлении не остается постоянной, а уменьшается с усилением и возрастает с замедлением сигнала управления (рис. 3.10).

Действительно, подставив в (3.4)

$$u_{bn} = E_m \cos(\omega t + \alpha_n - \pi/m),$$

считая заданным сигнал управления  $u_y(t)$  и переход от интегралов к средним значениям, получим:

$$\Delta_n = (u_{bn} - K_y u_{yn}),$$

где

$$u_{bn} = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_{bn} dt = E k_m n \cos \alpha_{cp},$$

причем

$$k_m n = \frac{\sin \omega T_n / 2}{\omega T_n / 2} = \frac{\sin \psi_n / 2}{\phi_n / 2}. \quad (3)$$

— коэффициент выпрямителя,

$$\psi_n = \omega T_n$$

— угловая продолжительность интервала, а

$$\alpha_{cp} = \frac{\alpha_n + \alpha_{n+1}}{2} = \frac{\arccos \chi_n + \arccos \chi_{n+1}}{2}, \quad (3)$$

где  $\chi = u_y/E_{ym}$  — относительное значение сигнала управления.

Используя (3.6), найдем:

$$\Delta = E k_m n (V(1 + \chi_n)(1 + \chi_{n+1}) - V(1 - \chi_n)(1 - \chi_{n+1})) - K_y \chi_{cp}.$$

Если линеаризовать  $\alpha$  и  $\chi$  на участке  $\chi_n < \chi < \chi_{n+1}$ , с хорошим приближением (рис. 3.10)

$$\cos \alpha_{cp} \approx \frac{\chi_n + \chi_{n+1}}{2} \approx \chi_{cp} = u_{y, cp} / u_{ym},$$

и, следовательно,

$$\Delta_n = (E k_m n - K_{y n} u_{y m}) \chi_{\text{срн}}. \quad (3.7)$$

Погрешность  $\Delta$  обращается в нуль, когда в каждом интервале

$$K_{y n} = \frac{E_m}{E_{y m}} k_{m n}.$$

Но так как идеальное значение коэффициента усиления не зависит от номера интервала, т. е. его длительности  $\psi$ , оно однозначно определяется стационарным режимом при

$$\psi = \psi_0 = 2\pi/m = \omega T_0,$$

$k_{m n}$  вырождается в

$$k_{m 0} = \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m}$$

и коэффициент усиления должен быть постоянным:

$$K_y = \frac{E}{E_{y m}} k_{m 0}.$$

Отсюда возникает динамическая погрешность

$$\Delta_n = E (k_{m n} - k_{m 0}) \chi_{\text{срн}},$$

или в относительных единицах

$$\delta_n = \Delta_n / E \chi_{\text{срн}} = k_{m n} - k_{m 0},$$

которая однозначно определяется длительностью интервала  $\psi_n$ , а последний, в свою очередь, зависит от сигнала управления и его производной. Эти зависимости можно

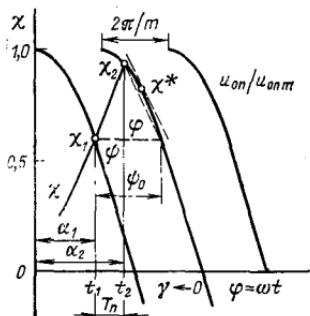


Рис. 3.10

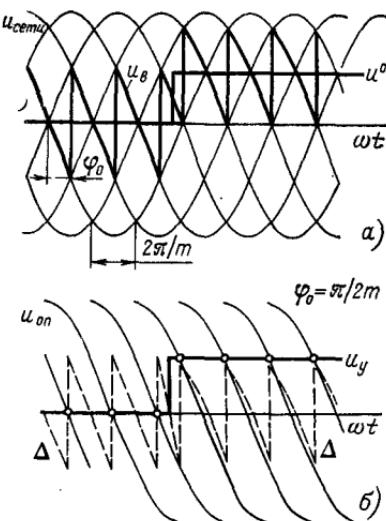


Рис. 3.11

получить с хорошим приближением из двух уравнений (см. рис. 3.10):

$$\chi_2 - \chi_1 = \frac{1}{\omega} \chi'_* \psi$$

и

$$\chi_2 - \chi_1 = (\psi_0 - \psi) \operatorname{tg} \varphi = (\psi_0 - \psi) \sqrt{1 - \chi_*^2},$$

где  $\operatorname{tg} \varphi = \cos \gamma$ , а  $\sin \gamma = \chi_*$ ;  $\chi_1 < \chi_* < \chi_2$ .

Отсюда

$$\psi = \psi_0 \frac{\varphi \sqrt{1 - \chi_*^2}}{\omega \sqrt{1 - \chi_*^2 + \chi'}}.$$

Длительность интервала  $\psi$  ограничена пределами  $0 \leq \psi \leq 2\pi/m + \pi$ . Ускорение сигнала не ограничено, а замедление ограничено. Однако удобно считать, что УВК отрабатывает скачок сигнала обоих знаков без инерции, но

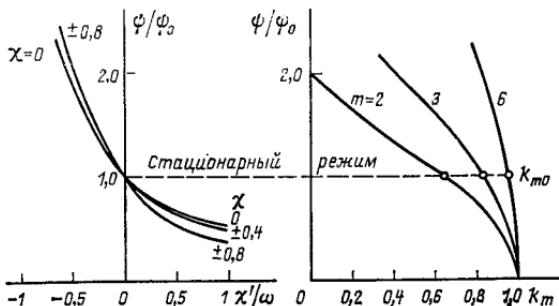


Рис. 3.12

с изменением спектра шума квантования (рис. 3.11). В действительности скачок сигнала управления не может вызвать реакции УВК внутри интервала непрерывности, и это явление иногда рассматривается как чистое запаздывание на время  $\tau$ , которое является случайной величиной  $0 < \tau < T_u$ . Отнесение ее к шумам упрощает описание процесса.

Попытки заменить статический коэффициент усиления  $K_u$  динамическим звеном, чтобы уменьшить в расчетах ошибку  $\Delta$ , видимо, не актуальны, так как возможность удовлетворительной аппроксимации пелинейной, трансцендентной функции более чем сомнительна. С другой стороны, динамическая ошибка УВК в ряде случаев пренебрежимо мала. На рис. 3.12 показана зависимость функции  $k_m$  от интервала  $\psi$ , а  $\psi$  — от производной относительного сигна-

ла  $\chi$  при разных его значениях. Погрешность  $\delta = K_m - K_{p_0}$  ограничена потому, что ограничен интервал  $\psi$ . Она уменьшается с увеличением числа фаз  $m$  и мала при  $m=6$ .

Благодаря введению постоянного коэффициента усиления и шумов квантования осуществляется переход от дискретного описания процессов УВК к непрерывному со всеми преимуществами последнего. Невязка между непрерывным представлением и дискретной природой процессов в УВК уходит в область шумов. Шумы же также аппроксимируются суммой непрерывных гармоник, модулированных сигналом управления.

Ступенчатая функция частоты квантования в (3.2)

$$\omega_k(t) = \sum_n \omega_n,$$

где

$$\omega_n = 2\pi/T_n = \omega \cdot 2\pi/\phi_n$$

показывает, что на каждом интервале все гармоники описываются точными синусоидами, но при сглаживании ступенчатой функции частота квантования становится непрерывной гладкой функцией сигнала управления и его производной, которая имеет следующий простой вид:

$$\omega_k(t) = m\omega \left( 1 + \frac{\chi'}{\sqrt{1-\chi^2}} \right). \quad (3.8)$$

Область применимости квазинепрерывной теории УВК ограничена нижними частотами квантования. Как показывают исследования [18], она практически применима уже при  $T_i \leq T_a$ , где  $T_a$  результирующая постоянная времени выходной цепи УВК. Выше этой границы частот квантования квазинепрерывная теория может дать, по-видимому, единственное в настоящее время адекватное описание процессов в вентильных системах. Выделение полезной составляющей (в частности, первой гармоники) широко используется в теории электрических машин и является основным понятием теории связи. Видимо, назрела задача распространения соответствующих представлений и на вентильные и другие квазинепрерывные системы [20].

Динамическая ошибка усиления исчезает в интегральных СИФУ [19].

Интегральные СИФУ были предложены с целью избавиться от вредного влияния на функционирование вертикальных СИФУ помех от искажения формы напряжения сети квантованием в УВК,

Интегральные СИФУ часто неправильно называют асинхронными. В действительности генерируемые ими в контактных точках импульсы также синхронизированы с аподными напряжениями, но имеют другую «плавающую» по фазе систему отсчета углов открытия, которая не привязана жестко к фазе анодного напряжения, а отсчитывается от предыдущего значения угла открытия:

$$a_{n+1} = a_n + F(u_y).$$

В уравнении (3.3) в случае интегральных УВК

$$F_1(t) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} u_y dt, \text{ а } F_2(t) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} u_b dt. \quad (3.9)$$

Очередное включение вентиля происходит в момент равенства средних значений сигнала управления и выпрямляемого напряжения на выходе УВК, что удовлетворяет требованию неискаженного воспроизведения сигнала.

В каждом интервале устройства сброса переводит УВК в исходное состояние. Для устойчивости системы при отсутствии сигналов управления и обратной связи в СИФУ вводят два постоянных сигнала  $U_0$  и  $U_1$ , так что

$$F_2(t) = \int_{t_n}^{t_{n+1}} (-U_0 + u_b) dt + U_1; \quad U_1 = \frac{2\pi}{m} U_0.$$

Из уравнений (3.9) и (3.3) следует, что согласно установленному выше условию УВК с интегральной СИФУ свободен от динамических искажений усиления сигнала управления. Однако интегральные СИФУ имеют свои недостатки, рассмотренные в [26], и большинством распространенным в настоящее время пользуются вертикальные «арккосинусные» СИФУ.

Динамические свойства СИФУ как звена системы автоматического управления мы здесь не рассматриваем. Ясно, что идеальная СИФУ должна быть безынерционной, чтобы не ухудшать качества УВК в целом.

### 3.3. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Управляемый выпрямитель представляет собой устройство, состоящее в общем случае из трансформатора, управляемого вентильного коммутатора УВК, системы управления вентилями СИФУ и сглаживающих фильтров.

В тех случаях, когда источник электроэнергии удовлетворяет необходимым требованиям по уровню напряже-

ния и числу фаз, трансформатор оказывается ненужным и все функции выпрямления выполняет УВК. Между сетью постоянного тока и УВК часто включают сглаживающий реактор.

Выпрямитель без трансформатора можно рассматривать как приближенную идеализированную модель выпрямителя с трансформатором, у которого пренебрегли падением напряжения в сопротивлениях трансформатора и снижением напряжения, обусловленным явлением коммутации. При коммутации имеет место перекрытие токов вентилей, когда ток проводившего вентиля уменьшается до нуля, а вступающего в работу вентиля — растет от нуля.

Теория бестрансформаторного выпрямителя может быть применена и к выпрямителю с трансформатором, вторичное напряжение которого равно первичному, приведенному к вторичной стороне, а коммутация считается идеальной, т. е. мгновенной.

В выпрямителях без трансформатора могут быть применены все трансформаторные схемы с однофазным и трехфазным напряжением, в том числе и лучевые схемы, если сеть имеет нулевой провод. В преобразователях частоты наибольшее распространение получили трехфазные мостовые схемы с шестифазным выпрямителем ( $m=6$ ).

Выпрямители на тиристорах и других вентилях неполного управления работают с естественной коммутацией, которая осуществляется автоматически, без воздействия со стороны цепей управления.

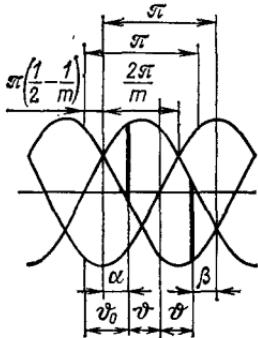
Сущность естественной коммутации многофазного выпрямления заключается в циклическом переключении внешней цепи нагрузки с одной фазы источника энергии — генератора синусоидального напряжения на другую, так что к нагрузке оказывается все время подключенной та фаза, напряжение которой положительно и больше напряжения других фаз по крайней мере на падение напряжения на вентиле (если только этому не препятствует запирающий сигнал на вентиле). В противном случае анод вентиля имеет отрицательный относительно катода потенциал и, следовательно, вентиль закрыт. В мостовых схемах в контуре выпрямленного тока одновременно проводят два последовательно включенных вентиля: один из катодной группы и один из анодной; ток проводит та пара вентилей, которая находится под наибольшим линейным напряжением сети.

В управляемом выпрямителе переход тока с одного вентиля на другой происходит не в момент равенства прило-

женных напряжений, а позже — когда включается принимающий ток вентиль. Запаздывание от момента равенства напряжений оценивается углом запаздывания включения  $\alpha$ . В процессе управления угол включения имеет в разных интервалах различные значения, изменяя одновременно время начала каждого импульса — его фазу и продолжительность импульса, т. е. его ширину.

Проводимость управляемого вентиля для фиксации ее начала относительно напряжения сети часто отсчитывается не от начала проводимости неуправляемого выпрямителя (угол  $\alpha$ ), а от начала синусоиды выпрямленного напряжения, приложенного к вентилю. Этот угол включения будем обозначать  $\vartheta_0$ . Из элементарных геометрических соотношений (рис. 3.13) следует, что

Рис. 3.13



$$\vartheta_0 = \alpha + \pi/2 - \pi/m.$$

Оба этих традиционных способа отсчета фазы открытия вентиляй неудобны для описания процессов управления, потому что они не дают непрерывного соответствия между управляющим сигналом и управляемой величиной — выпрямленным напряжением.

Поэтому была предложена [21] новая обобщенная система отсчета углов включения вентиляй посредством угла управления  $\vartheta$ , который изменяется непрерывно в интервале

$$-\pi/2 < \vartheta < \pi/2.$$

Угол управления  $\vartheta$  связан с углом запаздывания  $\alpha$  и углом опережения  $\beta$ , о котором мы узнаем позже, простыми соотношениями

$$\vartheta = \pi/2 - \alpha = \pi/2 - \beta.$$

При естественной коммутации могут иметь место два существенно различающихся случая: режим непрерывного тока и режим прерывистого тока.

В режиме непрерывного тока ток переключается с вентиля одной фазы на вентиль другой фазы, так что ток в цепи нагрузки не прерывается, т. е. не обращается в нуль. Если нагрузка имеет индуктивный характер (в действительности так и бывает), ток в момент коммутации остается непрерывным, т. с. имеет одинаковое значение до и после момента коммутации. В этом режиме бестрансфор-

маторный выпрямитель, несмотря на переключение внешней цепи внутри коммутатора, ведет себя как непрерывная линейная система.

Значительно сложнее процесс в режиме прерывистых токов. В этом случае ток, уменьшаясь под влиянием нисходящей полуволны анодного напряжения, достигает нуля, прежде чем открывается последующий вентиль. Но ток не может получить отрицательное значение, перейдя через нуль, потому что он обрывается скачкообразно возрастающим обратным сопротивлением вентиля. Цепь размыкается до появления включающего сигнала на **очередном вентиле в следующей положительной полуволне анодного напряжения**. С его появлением возникает ток в цепи из нового вентиля и нагрузки. В результате образуется последовательность несливающихся импульсов тока, каждый из которых возникает и исчезает независимо от предыдущего. Цепь выпрямленного тока оказывается разомкнутой во всех паузах между импульсами.

Моменты выключения вентилей и продолжительность импульсов тока зависят от параметров нагрузки и от амплитуды импульсов. Поэтому выпрямитель в режиме прерывистых токов представляет собой дискретную импульсную нелинейную систему со всеми вытекающими отсюда осложнениями.

Строго говоря, каждый выпрямитель работает в обоих режимах — прерывистого тока при малых его значениях и непрерывного тока — при больших его значениях.

Чем больше число фаз выпрямителя, тем меньше зона прерывистых токов и тем больше зона непрерывных токов. Однофазный ( $m=1$ ) выпрямитель всегда работает в режиме прерывистых токов.

Зона прерывистых токов мала и во многих случаях ее можно не учитывать при  $m \geq 6$ , поэтому основное значение в теории и практике управляемых выпрямителей имеет режим непрерывного тока.

Выражение для выпрямленного тока бестрансформаторного выпрямителя можно получить, пренебрегая падением напряжения в вентиле, из уравнения

$$ri + L \frac{di}{dt} = E_m \sin(\omega_1 t + \vartheta_0) - e_n, \quad (3.10)$$

где  $e_n$  — противо-ЭДС цепи нагрузки;  $r$  и  $L$  — общие сопротивления и индуктивность полного контура в интервале проводимости одного вентиля.

В относительных единицах

$$i + T_s \frac{di}{dt} = \sin(\omega_1 t + \vartheta_0) + \epsilon, \quad (3.11)$$

где  $i=i/I_k=iR/E_m$  — относительный ток;  $\varepsilon=e/E_m$  — относительная пропорционально-ЭДС нагрузки;  $T_0=L/r$  — постоянная времени контура выпрямления.

Решение уравнения (3.11) имеет вид:

$$i_0 = [i_0 + \varepsilon - \cos \theta \sin(\theta_0 - \theta)] e^{-\omega_1 t \operatorname{ctg} \theta} - [\varepsilon - \cos \theta \sin(\omega_1 t + \theta_0 - \theta)]. \quad (3.12)$$

Здесь

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{\omega_1 L}{r_1} = \operatorname{arctg} \omega_1 T_0.$$

При прерывистых токах начальное значение тока  $i_0=0$  и

$$i = [\varepsilon - \cos \theta \sin(\theta_0 - \theta)] e^{-\omega_1 t \operatorname{ctg} \theta} - [\varepsilon - \cos \theta \sin(\omega_1 t + \theta_0 - \theta)] \text{ при } t > 0. \quad (3.13)$$

Продолжительность импульса тока определяется из условия, что в конце импульса ток снова обращается в нуль, т. е. из уравнения

$$[\varepsilon - \cos \theta \sin(\theta_0 - \theta)] = [\varepsilon - \cos \theta \sin(\theta_0 - \lambda - \theta)] e^{\lambda \operatorname{ctg} \theta}, \quad (3.14)$$

где  $\lambda = \omega_1 t_\lambda$  — угловая продолжительность импульса.

Трансцендентное уравнение (3.14) может быть использовано для вычисления угла продолжительности импульса  $\lambda$  посредством функции обратной  $\varepsilon(\lambda)$ :

$$\varepsilon = \cos \theta \frac{\sin(\theta_0 - \theta) - \sin(\theta_0 - \theta + \lambda) e^{\lambda \operatorname{ctg} \theta}}{1 - e^{\lambda \operatorname{ctg} \theta}}.$$

Значения  $\lambda$  приводятся в таблицах и графиках [21]. Выражение для среднего значения прерывистого тока

$$i_{cp} = \frac{m}{2\pi} \int_0^\lambda i d\omega_1 t$$

после подстановки (3.13) и интегрирования принимает вид:

$$i_{cp} = \frac{m}{\pi} \left[ \sin \frac{1}{2} \lambda \sin(\theta_0 + \lambda/2) - \frac{1}{2} \lambda \varepsilon \right],$$

или в другой форме

$$i_{cp} = \frac{m}{2\pi} [\cos \theta_0 - \cos \theta_3 - \varepsilon (\theta_3 - \theta_0)],$$

где  $\theta_3 = \theta_0 + \lambda$  — угол выключения (закрытия), при котором импульс тока обращается в нуль.

Максимальное (граничное) значение продолжительности импульса тока, за которым ток становится непрерывным

$$\lambda_{gr} = 2\pi/m. \quad (3.15)$$

При непрерывных токах в установившемся режиме значения тока в начале и конце каждого интервала проводимости вентиля равны.

Подставив на этом основании в уравнение (3.7)  $t=t_0$  при  $\omega_1 t=2\pi/m=\lambda$ , найдем начальное значение тока

$$i_0 = \frac{\cos \theta \left[ \sin(\theta_0 - \theta + 2\pi/m) - \sin(\theta_0 - \theta) e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \theta} \right]}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \theta}} - \epsilon.$$

Подставив  $i_0$  в (3.12), получим выражение для мгновенного значения тока

$$i = [\cos \theta \sin(\omega_1 t - \theta_0 - \theta) - \epsilon] + \frac{2 \sin \pi/m \cos \theta \cos(\theta_0 - \theta + \pi/m)}{1 - e^{-\frac{2\pi}{m} \operatorname{ctg} \theta}} e^{-\omega_1 t \operatorname{ctg} \theta}.$$

Среднее значение выпрямленного тока

$$i_{cp} = \frac{m}{2\pi} \left[ \cos \theta_0 - \cos \left( \theta_0 + \frac{2\pi}{m} \right) - \epsilon \frac{2\pi}{m} \right].$$

Вследствие пульсаций действующее (среднеквадратичное) значение выпрямленного тока больше его среднего значения (полезной составляющей):

$$i_d = i_{cp} \sqrt{\frac{\pi \left( \sin \frac{2\pi}{m} + \frac{2\pi}{m} \right)}{2 \sin \frac{\pi}{m} \sqrt{m}}}.$$

Действующее значение тока в каждом вентиле  $I_{d,v}$  меньше действующего значения выпрямленного тока в  $\sqrt{m}$  раз:

$$I_{d,v} = I_d / \sqrt{m}.$$

Выпрямленное напряжение в области прерывистых токов описывается по-разному во время импульсов и в паузах между ними. Во время импульсов

$$u_B = r_h i + L_h \frac{di}{dt} + E_h = E_m \sin(\omega_1 t - \theta_0) - r_o i - L_2 \frac{di}{dt}.$$

В паузах между импульсами выпрямленное напряжение равно противо-ЭДС  $u_B=E_h$ . Среднее значение выпрямленного напряжения бестрансформаторного выпрямителя

$$U_{B, cp} = \frac{m}{2\pi} \left[ \int_0^{\lambda} E_m \sin \theta d\theta + \int_{\lambda}^{2\pi/m - \lambda} E d\theta \right] = \\ = E_m \frac{m}{2\pi} [\cos \theta_0 - \cos \theta_3 - \epsilon \lambda] + E_h.$$

Подставив сюда среднее значение тока, получим:

$$U_{B, cp} = E_h + r_i i_{cp} = E_m (\epsilon + i_{cp}).$$

Индуктивность влияет на среднее значение выпрямленного тока и напряжения косвенно, через продолжительность импульсов тока  $\lambda$ , так как среднее значение ЭДС самоиндукции равно нулю.

При непрерывном токе выпрямленное напряжение внутри интервала непрерывности

$$u_0 = E_m \sin(\omega_1 t + \vartheta_0) = E_m \cos\left(\omega_1 t + \alpha - \frac{\pi}{m}\right). \quad (3.16)$$

Полезная составляющая выпрямленного напряжения

$$u^0 \approx u_{\text{в,ср}} = \frac{1}{T_\lambda} \int_0^{T_\lambda} u_0 dt = E_m k_m \cos \alpha. \quad (3.17)$$

Действующее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T_\lambda} \int_0^{T_\lambda} U^2 dt}$$

и, используя (3.16),

$$U_d = E_m \sqrt{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{m}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{m} \cos 2\alpha \right)}.$$

Пульсации выпрямленного напряжения оценивают коэффициентом полной волнистости, т. е. отношением действующего значения переменной составляющей к полезной:

$$w_p = U_{d,\text{пер}}/U_{\text{ср}}.$$

При  $\alpha=0$

$$w_p = \sqrt{k_\Phi^2 - 1},$$

где  $k_\Phi = U_0/U_{\text{ср}}$  — коэффициент формы.

Пульсации выпрямленного напряжения, т. е. шумы квантования неуправляемого выпрямителя быстро уменьшаются с увеличением числа фаз выпрямителя  $m$  (табл. 3.2).

Вместе с тем у управляемого выпрямителя пульсации напряжения быстро растут с увеличением угла включения  $\alpha$ . Чтобы получить их

Таблица 3.2

Число фаз $m$	Угол пульсаций $\chi_0$	Коэффициент		Основная гармоника		
		формы $k_\Phi$	волнистости $w_p$	Частота $f$	Амплитуда $U_{m1}$	Волнистость $w_1$
2	180	1,111	0,483	100	0,667	0,471
3	120	1,017	0,183	150	0,250	0,177
4	90	1,005	0,097	200	0,133	0,094
6	60	1,001	0,042	300	0,057	0,040
12	30	1,000	0,010	600	0,014	0,010
18	20	1,000	0,006	900	0,0062	0,006
24	15	1,000	0,003	1200	0,0035	0,004

оценку, разложим выражение выпрямленного напряжения в ряд Фурье:

$$u_B = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \sin k\omega_1 t),$$

где

$$a_k = \frac{2}{T_\lambda} \int_0^{T_\lambda} u(t) \cos k\omega_1 t dt; \quad b_k = \frac{2}{T_\lambda} \int_0^{T_\lambda} u(t) \sin k\omega_1 t dt,$$

а  $u(t)$  определяется формулой (3.16).

В установившемся режиме

$$T_0 = \frac{2\pi}{m\omega_1} = \frac{\psi_0}{\omega_1}$$

и имеются гармоники, только кратные числу фаз:  $k=nm$ ;  $n$  — все положительные целые числа.

Из (3.15) находим:

$$a_k = E_m k m \frac{2}{1 - k^2 m^2} \cos \alpha; \quad b_k = E_m k m \frac{2 k m}{1 - k^2 m^2}.$$

Отсюда амплитуда  $k$ -й гармоники

$$U_{mk} = E_m k m \frac{2}{1 - k^2 m^2} \sqrt{\cos^2 \alpha + k^2 m^2 \sin^2 \alpha},$$

а ее фаза

$$\varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{b_k}{a_k} = \operatorname{arctg} km \operatorname{tg} \alpha.$$

Относительное значение амплитуды  $k$ -й гармоники удобно записать в виде

$$\varepsilon_{mk} = \frac{U_{mk}}{k m E_m} = \cos \alpha \frac{2 \sqrt{1 + k^2 m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}}{1 - k^2 m^2}.$$

Наглядную оценку пульсаций легко получить, положив  $k^2 m^2 \gg 1$  и  $k^2 m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha \gg 1$ . Тогда

$$U_{mk} \approx \frac{2}{km} E_m k m \sin \alpha,$$

а

$$\varepsilon_{mk} \approx \frac{2}{km} \operatorname{tg} \alpha.$$

Так как полезная составляющая уменьшается пропорционально косинусу угла  $\alpha$ , а пульсации возрастают пропорционально синусу  $\alpha$ , то амплитуда пульсаций быстро растет с углом открытия, асимптотически приближаясь к бесконечности, когда угол открытия  $\alpha=\pi/2$ , т. е. полезная составляющая напряжения  $u^0=0$ .

Выпрямитель с трансформатором удобно рассматривать как эквивалентный генератор, ЭДС которого зависит только от сигнала управления на входе устройства управления, а внутреннее сопротивление

учитывает все падения напряжения, свойственные реальному выпрямителю. Как показано в [21], внутреннее сопротивление эквивалентного генератора, учитывающее трансформатор в области непрерывных токов, и при идеальной коммутации определяется расчетом или экспериментально как сопротивление из опыта короткого замыкания при включении со вторичной стороны по цепи тока в межкоммутационный период (рис. 3.14):

$$r_{2K} = r_b + k_c r_{k2}; \quad L_{2K} = L_b + k_c L_{k2},$$

где  $r_b$  и  $L_b$  — сопротивление и индуктивность внешней цепи после УВК;  $r_{k2}$  и  $L_{k2}$  — сопротивление и индуктивность короткого замыкания трансформатора через проводящий вентиль со стороны выпрямленного тока;  $k_c$  — коэффициент, зависящий от схемы соединения обмоток трансформатора.

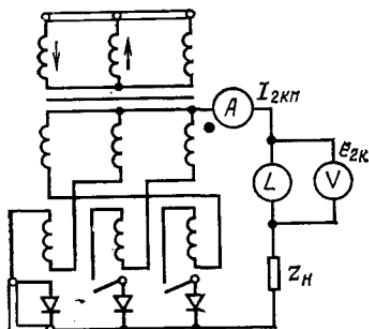


Рис. 3.14



Рис. 3.15

Основной характеристикой выпрямителя является внешняя характеристика, выражающая зависимость среднего значения выпрямленного напряжения от среднего значения выпрямленного тока при некотором постоянном значении угла включения  $\alpha$ . Внешние характеристики обычно изображают семейством кривых  $U^0 = F(i^0)$  при разных  $\alpha = \text{const}$ .

На рис. 3.15 показан вид внешней характеристики при  $\alpha = \text{const}$ . Она состоит из двух частей, соответствующих прерывистым ( $I_{cp} < I_{kp}$ ) и непрерывным ( $I_{cp} > I_{kp}$ ) токам.

В области прерывистых токов с уменьшением тока напряжение круто возрастает при появлении скважности тока: чем уже импульсы тока, тем большее нужно напряжение, чтобы получить требуемое среднее значение тока. Аналитическое выражение внешних характеристик в области прерывистых токов получить невозможно, но можно их рассчитать.

В области непрерывного тока внешняя характеристика бестрансформаторного выпрямителя при отсутствии сопротивления (в частности, если пренебречь сопротивлением вентиля) проходит параллельно оси абсцисс (рис. 3.15, кривая 1), а ее ординаты определяются формулой (3.17).

У выпрямителя с трансформатором (а также без трансформатора, но с индуктивным сопротивлением между источником энергии и УВК) напряжение с ростом тока уменьшается из-за падения напряжения в сопротивлениях трансформатора и перекрытия вентилей при коммутации (рис. 3.15, кривая 2).

Теория коммутации недостаточно разработана вследствие большой сложности уравнений и дает противоречивые суждения о роли первичной обмотки трансформатора. Поэтому ограничимся приближенными соотношениями, пренебрегая полными сопротивлениями первичных обмоток трансформатора и омическими сопротивлениями вторичных обмоток.

В интервале перекрытия вентиляй (рис. 3.16) действительны два уравнения по контурам с вентилями:

$$\left. \begin{aligned} u_h &= e_1 - L_k \frac{di_1}{dt}, \\ u_h &= e_2 - L_k \frac{di_2}{dt}. \end{aligned} \right\}$$

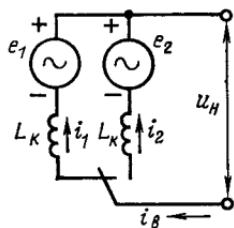


Рис. 3.16

(3.18)

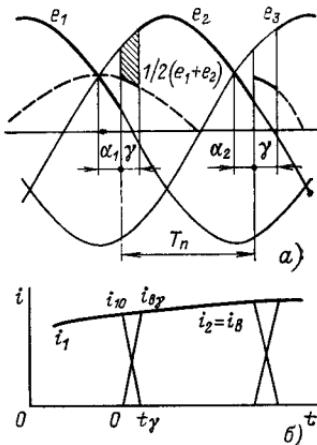


Рис. 3.17

Здесь

$$L_k = L_s + L_{вн}$$

— индуктивное сопротивление в одной фазе коммутирующего контура, равное сумме вторичной индуктивности рассеяния трансформатора  $L_{2s}$  и внешней индуктивности  $L_{вн}$

Выпрямленный ток

$$i_b = i_1 + i_2. \quad (3.19)$$

Сложив и разделив пополам уравнения (3.18), получим (рис. 3.17):

$$u_h = \frac{e_1 + e_2}{2} - \frac{1}{2} L_k \frac{di_b}{dt}. \quad (3.20)$$

Это уравнение показывает, что в зоне перекрытия цепь коммутации можно записать уравнением одного эквивалентного контура, в котором действующая ЭДС равна полусумме ЭДС коммутирующих фаз, а индуктивности  $L_k$  соединены параллельно.

Напряжение в зоне коммутации удобно выразить через напряжение при идеальной коммутации. Прибавив к правой части уравнения (3.20)  $e_2/2 - e_2/2 = 0$ , получим на интервале перекрытия:

$$u_h = e_2 - e_{\Delta\gamma}, \quad (3.21)$$

где

$$e_{\Delta\gamma} = \frac{1}{2} \left[ (e_2 - e_1) + L_k \frac{di_b}{dt} \right] \quad (3.22)$$

— снижение напряжения на интервале перекрытия по сравнению с напряжением при идеальной коммутации. Для коммутирующего контура, пренебрегая его активным сопротивлением, имеем уравнение

$$e_1 - e_2 = L_k (di_1/dt - di_2/dt).$$

Подставив отсюда  $e_1 - e_2$  в (3.22) и исключив  $i_b$  согласно (3.19), получим:

$$e_\gamma = L_k d i_b / dt. \quad (3.23)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения за полный интервал  $T_n$  из (3.21)

$$U_{b, \text{cp}} = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} (e_2 - e_\gamma) dt = E_{\text{cp}} - E_{\gamma \text{ cp}},$$

где среднее значение снижения напряжения, обусловленное коммутацией из (3.23),

$$E_{\gamma \text{ cp}} = \frac{1}{T_n} \int_0^{t_\gamma} e_\gamma dt = \frac{L_k}{T_n} i_{b\lambda}$$

( $i_{b\lambda}$  — выпрямленный ток в конце коммутации  $t_\gamma$ ).

Оно образует ступенчатую функцию времени с теми же интервалами  $T_n$ , что и напряжение, и с ординатами  $i_{b\lambda}/T_n$  в каждом интервале.

Сгладим эту функцию переходом от интервалов к непрерывной частоте, принимая приближенно значение тока в конце каждой коммутации  $t_\lambda$  равным его полезной составляющей в некоторой средней точке соответствующего интервала. В результате получается непрерывная функция уменьшения напряжения от коммутации:

$$e_\gamma^0 = \frac{m}{2\pi} x_{k,d} i_{b\lambda}^0,$$

где

$$x_{k,d} = x_k \left( 1 + \sqrt{\frac{\chi'}{1 - \chi^2}} \right)$$

— динамическое значение индуктивного сопротивления, учитывающего эффект коммутации при управлении.

Таким образом, полезную составляющую выпрямленного напряжения, приложенного к нагрузке с учетом коммутации, можно записать следующим выражением:

$$u_{\text{II}}^0 = u^0 - \frac{m}{2\pi} x_{k,d} i_{b\lambda}^0,$$

где  $u^0$  определено формулой (3.17).

Влияние на коммутацию индуктивностей рассеяния первичных обмоток трансформатора разные авторы оценивают приближенно по-разному.

Для практических расчетов рекомендуется пользоваться формулой

$$x_K = \frac{u_K}{100} \frac{U_{2H}}{I_{2H}}, \quad (3.24)$$

где  $u_K$  — относительное напряжение короткого замыкания трансформатора, %.

Согласно (3.24) уравнение внешней характеристики выпрямителя можно записать формулой

$$u_B^0 = u^0 - \left( \frac{m}{2\pi} x_K + r_2 \right) i_B^0,$$

где  $r_2$  — активное сопротивление на стороне выпрямленного тока, включая вторичные сопротивления трансформатора.

Это уравнение справедливо и для инверторного режима в четвертом квадранте. При разных значениях угла  $\alpha$  (или  $\beta$ ) внешние характеристики проходят параллельно друг другу.

Важно обратить внимание на парадоксальный вывод: индуктивное сопротивление  $x_K$  в снижении напряжения с увеличением тока нагрузки обладает свойствами активного сопротивления, но оно не рассеивает энергии, а только уменьшает коэффициент мощности выпрямителя.

Изложенные здесь выводы справедливы в рамках сделанных допущений только при «простой» коммутации, когда угол перекрытия вентиляй  $\gamma < 2\pi/m$ , что и имеет место при нормальных нагрузках мостовых схем УВК. При этом не требовалось определять угол коммутации  $\gamma = \omega t_K$ .

Угол коммутации тем больше, чем больше электромагнитная энергия, запасенная в индуктивности контура коммутации, т. е. чем больше ток в начале коммутации. Из уравнений (3.18) можно получить известную приближенную формулу для вычисления угла коммутации

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{x_K}{m E_{km}} I_B, \text{ср},$$

где

$$E_{km} = E_m \sin \frac{\pi}{m}.$$

Рассмотрим энергетические характеристики выпрямителя. Коэффициент мощности выпрямителя определяется как отношение активной мощности, потребляемой из сети первичного тока  $P_1$ , к полной мощности на входе выпрямителя  $S$ :

$$\lambda = \frac{P_1}{S}. \quad (3.25)$$

Если напряжение на входе выпрямителя синусоидальной формы, то активная мощность выпрямителя  $P_1$  определяется только основной гармоникой тока и для трехфазного выпрямителя

$$P_1 = 3U_1 I_{(1)} \cos \Phi_{(1)},$$

где  $U_1$  — действующее значение фазного напряжения сети;  $I_{(1)}$  — действующее напряжение основной гармоники первичного тока;  $\Phi_{(1)}$  — угол сдвига между фазным напряжением сети и основной гармоникой первичного тока.

Полная мощность на входе выпрямителя

$$S = m_1 U_1 I_{1d},$$

где  $I_{1d}$  — полное действующее значение первичного тока.

Угол сдвига фазы  $\Phi_{(1)}$  зависит от угла перекрытия  $\gamma$ , а также от намагничивающего тока трансформатора и при  $\gamma > 10 + 20^\circ$  уменьшается коэффициент мощности  $\lambda$ .

КПД выпрямителя может быть определен как произведение двух сомножителей

$$\eta = \eta_t \eta_v,$$

где  $\eta_t$  — КПД трансформатора;  $\eta_v$  — КПД реального УВК,

$$\eta_v = \frac{P_2}{P_2 + P_v}.$$

В последней формуле:  $P_2$  — выпрямленная мощность, отдаваемая нагрузке;  $P_v$  — суммарная мощность потерь в вентилях.

В пренебрежении пульсацией выпрямленного тока

$$P_2 = U_{B1} I_{B1}.$$

Габариты и мощность выпрямительного трансформатора определяются полными мощностями его первичной и вторичной цепей.

Коэффициент мощности выпрямителя согласно (3.25) определяется произведением

$$\lambda = \mu \cos \varphi_1.$$

Здесь  $\cos \varphi_1$  — коэффициент сдвига фазы первичного тока;  $\mu = I_{(1)d}/I_{1d}$  — коэффициент искажения синусоидальности (отношение действующего значения основной гармоники первичного тока  $I_{(1)d}$  к полному действующему значению первичного тока  $I_{1d}$ ).

В пренебрежении пульсацией выпрямленного тока коэффициент искажения равен коэффициенту выпрямления (3.5):

$$\mu = k_m = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Более точное определение коэффициента искажения требует учета формы первичного тока, который может быть выполнен на основании закона первичных токов Чернышева [21] и вычисляется по средней полной мощности первичных  $S_1$  и вторичных  $S_2$  обмоток трансформатора

$$S_I = \frac{S_1 + S_2}{2},$$

которая называется типовой мощностью выпрямителя.

Здесь  $S_1 = m_1 U_{1d} I_{1d}$  и  $S_2 = m_2 U_{2d} I_{2d}$ .

Действующее значение вторичного тока можно принять как:

$$I_{2d} = \frac{\sqrt{m^2_2 - 1}}{2m_2} I_{Bv}.$$

На рис. 3.18 показаны важнейшие схемы трехфазных выпрямителей.

I — лучевые схемы: треугольник или звезда — двойная звезда;

II — сложные параллельные схемы с уравнительным реактором; треугольник или звезда — две звезды;

III — мостовые схемы: треугольник или звезда — звезда;

IV — мостовые схемы: треугольник или звезда — треугольник;

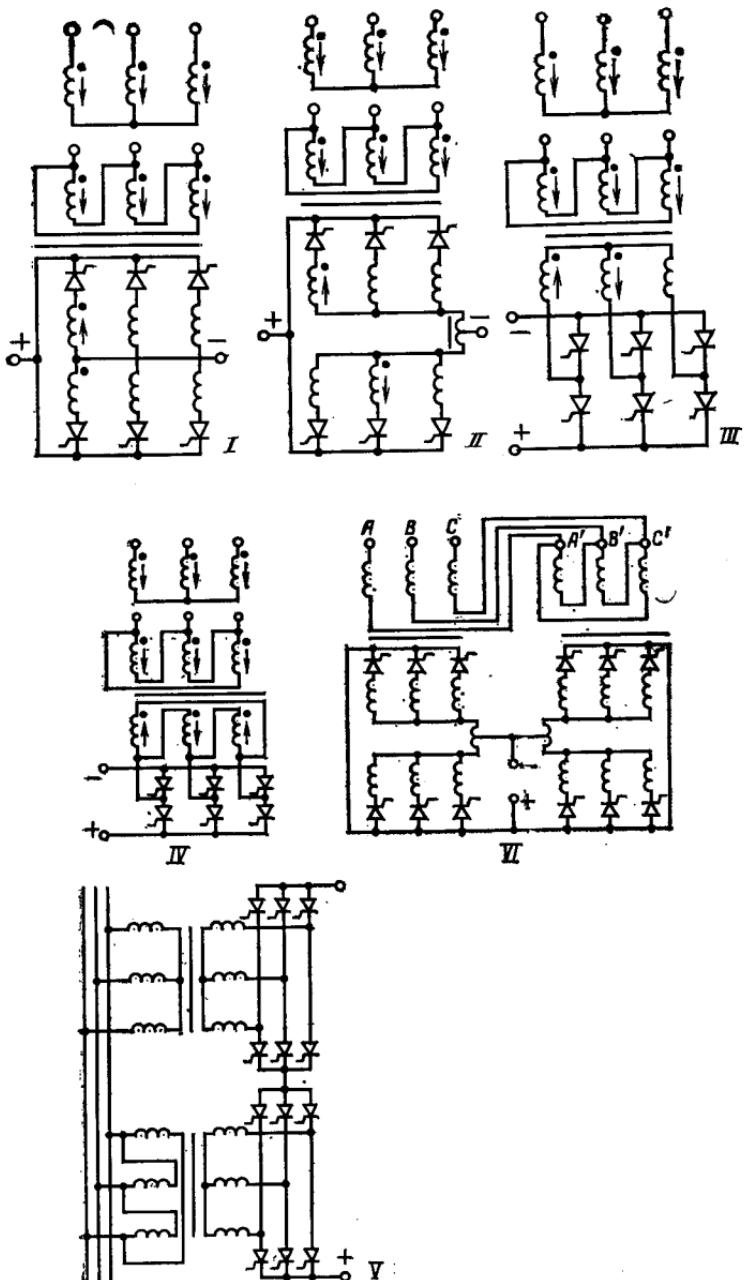


Рис. 3.18

- V — сложная 12-фазная схема на двух трансформаторах с последовательным соединением двух мостовых схем;  
VI — сложная 12-фазная схема на двух трансформаторах с последовательным соединением первичных обмоток трансформаторов и параллельным соединением секций на стороне выпрямленного тока.

### 3.4. РЕКУПЕРИРУЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

К рекуперирующим преобразователям согласно ГОСТ 23414-79 относятся преобразователи, которые могут передавать энергию и в прямом, и в обратном (от потребителя к ее источнику или в сеть) направлениях, а именно:

1) однокомплектные преобразователи, у которых постоянный ток в питающей или приемной цепи может протекать только в одном направлении и, следовательно, внешние характеристики расположены в первом и четвертом квадрантах (рис. 3.19);

2) обратимые двухкомплектные преобразователи, в которых может изменяться направление тока при неизменной полярности постоянного напряжения, а внешние характеристики расположены в первом и четвертом квадрантах;

3) реверсивные двухкомплектные преобразователи, в которых может меняться как направление тока, так и полярность постоянного напряжения и внешние характеристики занимают все четыре квадранта.

Во всех случаях рекуперация энергии сопровождается переходом выпрямителя в режим ведомого инвертора.

Изменение направления потока энергии требует изменения знака мощности на выходе преобразователя, т. е. изменения направления

тока или напряжения. Но постоянный ток не может изменить своего направления относительно выводов из-за односторонней проводимости вентилей. Поэтому изменение знака мощности может быть достигнуто только за счет изменения знака выпрямленного напряжения.

На выходе управляемого выпрямителя напряжение можно сделать отрицательным, при достаточной катодной индуктивности и надлежащем управлении.

Переход от выпрямления к инвертированию можно пояснить следующим образом.

При работе выпрямителя с большой индуктивностью на противоводействующее напряжение  $u_d$ , определяющее ток, равно напряжению сети  $u_c$  и уравновешивается противоводействующим ЭДС нагрузки  $e_n$ , падением напряжения в активном сопротивлении  $ri$  и ЭДС самоиндукции, пока ток увеличивается (рис. 3.20):

$$i = \frac{u_c - e_n - e_L}{r}.$$

В точке максимума тока  $t_b$  ЭДС самоиндукции обращается в нуль (рис. 3.20), затем, с последующим уменьшением тока, она меняет знак и, суммируясь с напряжением сети, будет увеличивать напряжение, действующее в контуре,

$$u_d = u_c + e_L = e_n + ri.$$

Ток в цепи станет:

$$i = \frac{u_c + e_L - e_n}{r}.$$

После перехода напряжения сети в отрицательную область действующим напряжением будет только ЭДС самоиндукции  $u_d = u_L$  и

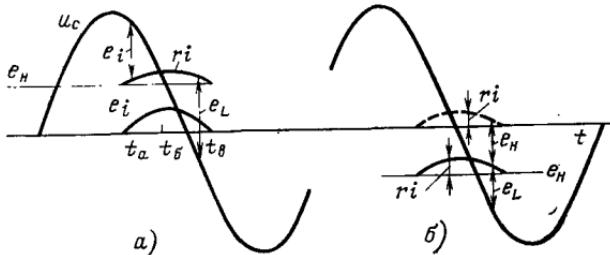


Рис. 3.20

ток будет поддерживаться только за счет энергии, запасенной в индуктивности:

$$i = \frac{e_L - e_n - ri - u_c}{r}.$$

Если теперь изменить знак противо-ЭДС, наступит режим инвертирования. Действующим напряжением станет сумма противо-ЭДС и (при уменьшении тока) ЭДС самоиндукции. При возрастании тока цепи ( $e_L < 0$ )

$$i = \frac{e_n - e_L - u_c - ri}{r}.$$

ЭДС самоиндукции будет увеличивать  $u_d$  при уменьшении тока и уменьшать его в противном случае.

На рис. 3.20 сопоставляются выпрямительный (рис. 3.20, а) и инверторный (рис. 3.20, б) режимы.

Угол включения в инверторном режиме обычно отсчитывают от пересечения синусоид напряжения сети не в положительной, как в выпрямительном режиме, а в отрицательной области. Этот угол называют углом опережения и обозначают буквой  $\beta$ . С углами запаздывания  $\alpha$  и управления  $\theta$  он связан соотношениями:

$$\alpha + \beta = \pi; \quad \beta = \pi/2 - \theta.$$

Преобразователь, переходя в инверторный режим, продолжает воспринимать синусоидальное напряжение сети. Он не может работать автономно, без сети периодического тока, хотя и получает энергию от источника постоянного тока. Поэтому преобразователи, работающие в инверторном режиме, называют ведомыми инверторами, в отличие от автономных инверторов, которые могут работать на пассивную нагрузку.

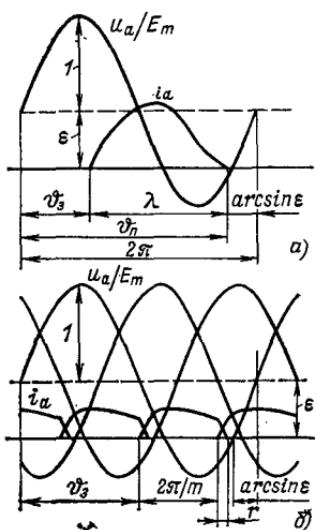


Рис. 3.21

безопасного инвертирования, может быть выражена простым соотношением из рис. 3.21.

Для прерывистых токов

$$\theta_0 \leq 2\pi - \lambda - \arcsin \frac{e - \Delta e}{E_m} - \delta,$$

для непрерывных токов

$$\theta_0 \leq 2\pi - \frac{2\pi}{m} - \arcsin \frac{e - \Delta e}{E_m} - \gamma - \delta.$$

Здесь  $\gamma$  — угол перекрытия, т. е. угол одновременной проводимости двух вентилей,  $\delta$  — угол, необходимый для надежного восстановления запирающих свойств вентилей,  $\Delta e$  — падение напряжения в вентиле.

На рис. 3.21 показан переход от положительного напряжения в выпрямительном режиме (рис. 3.21, а) до отрицательного напряжения в инверторном режиме (рис. 3.21, б).

При переходе от выпрямления к инвертированию внешние характеристики выпрямителя переходят из первого квадранта в четвертый (см. рис. 3.19).

Характеристики инвертора, расположенные в четвертом квадранте, называют входными характеристиками инвертора. Как и внешние характеристики выпрямителя, входные характеристики инвертора имеют области непрерывных и прерывистых токов.

В области непрерывных токов входные характеристики инвертора описываются той же линейной функцией, что и внешние выпрямителя:

$$U_B = E_{0\alpha} - K I_d,$$

Второе существенное свойство ведомых инверторов заключается в том, что преобразователь может работать в инверторном режиме только благодаря управлению вентилями. Управление необходимо не только для того, чтобы смещать фазу открытия вентилей в область отрицательных напряжений сети, но и для того, чтобы надежно запирать вентили в непроводящие интервалы времени. При работе преобразователя в инверторном режиме между углом включения и напряжением нагрузки (сети) существует определенная зависимость, нарушение которой приводит к аварийному режиму короткого замыкания — «опрокидыванию» инвертора.

Для безопасного инвертирования необходимо, чтобы после исчезновения тока в вентиле и до перехода напряжения на вентиль в положительную область оставалось достаточное время для надежного восстановления запирающего свойства вентиля. Область исключающая короткое замыкание, может быть выражена простым соотношением, вытекающим непосредственно из рис. 3.21.

но расчетное значение напряжения холостого хода в них

$$E_{0\alpha} = k_m E_m \cos \alpha = k_m E_m \sin \theta$$

имеет отрицательное значение.

В пересечении с осью абсцисс  $U=0$ , внешние и входные характеристики дают ток короткого замыкания. Максимальное отрицательное значение входных характеристик ограничено пунктирной прямой, которая называется ограничительной характеристикой и определяет границы безопасной работы инвертора. Ограничительная характеристика является зеркальным отражением внешней характеристики неуправляемого выпрямителя  $\alpha=0$  относительно оси абсцисс.

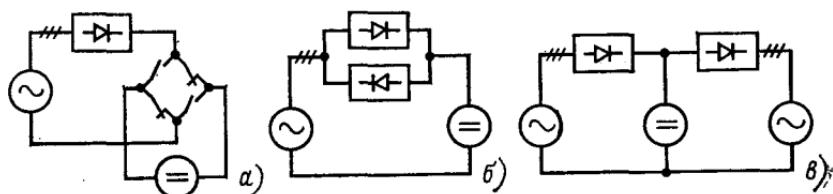


Рис. 3.22

Инверторный режим управляемого выпрямителя расширяет область его работы с первого квадранта внешних характеристик на четвертый квадрант, но для некоторых видов преобразователей необходимо реверсивное, т. е. знакопеременное, управление выпрямленным напряжением нагрузки во всех четырех квадрантах внешних характеристик (см. рис. 3.19). Эта задача решается двумя способами: с одним и с двумя управляемыми выпрямителями.

Первый способ осуществляется перекрестным переключением проводов между выпрямителем и нагрузкой посредством переключателя — реверсора (рис. 3.22, а). При таком переключении выпрямленное напряжение преобразователя и противо-ЭДС нагрузки (например, двигателя постоянного тока) суммируются алгебраически. Поэтому для ограничения тока цепи одновременно с переключением необходимо изменить знак выпрямленного напряжения на обратный. Это достигается смещением угла открытия в область отрицательных напряжений сети, т. е. в область инверторного режима.

Схемы с переключателем самые простые и дешевые. Они применяются везде, где можно допустить паузу, необходимую для безопасности переключения, продолжительность которой в современных преобразователях невелика (порядка 3 мс).

В случаях, требующих большего быстродействия, применяются преобразователи с двумя коммутаторами в двух вариантах.

По первому варианту параллельно первому УВК присоединяют второй УВК с обратной проводимостью вентилей, открывающей путь току нагрузки в обратном направлении (рис. 3.22, б). Такая встречнопараллельная схема может работать и без трансформатора.

По второму варианту двигатель питается от двух УВК, постоянно соединенных по перекрестной схеме (рис. 3.22, в).

В обеих схемах с двумя УВК в первом квадранте нагрузка питается от первого УВК, а второй в это время подготовлен к инверторному режиму при таком же, но с обратным по знаку среднем значении выпрямленного напряжения. После реверса функции УВК меняются.

В схеме с реверсом процесс реверса в основных чертах происходит следующим образом (рис. 3.23).

Сначала ЭДС выпрямителя снижается на участке 1—3 первого квадранта. В момент 3, когда ток достигает нуля, реверсор переключает выводы выпрямителя и нагрузки и одновременно угол включения смещается в область инверторного режима, т. е. в точку 5 квадранта II.

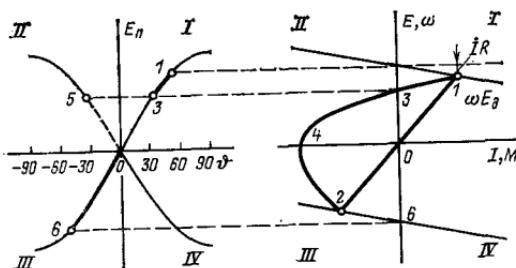


Рис. 3.23

квадранта II. Благодаря этому несмотря на переключение ЭДС выпрямитель сохраняет положительный знак относительно ЭДС нагрузки. Затем изменением угла выпрямитель переводится в выпрямительный режим квадранта III (точка 6). При этом внешняя характеристика преобразователя и электромеханическая характеристика двигателя проходят точки 2 и 4.

Процесс реверса в преобразователях с двумя УВК отличается в основном тем, что вместо переключения один УВК обеспечивает работу преобразователя в квадрантах II и III, а другой — в I и IV. Когда один УВК настроен на работу вентиляй в выпрямительном режиме, второй — в инверторном, и наоборот.

Переход из одного режима в другой осуществляется также, как и в случае одного выпрямителя. Основные сложности связаны с обеспечением надлежащих условий перевода тока с одного УВК на другой. В этом отношении схемы реверсивных преобразователей делят на два класса: схемы с совместным управлением обоими коммутаторами и схемы с раздельным управлением.

В схемах первого класса вентили обоих УВК открыты одновременно. Когда один УВК проводит ток в выпрямительном режиме, другой подготовлен, чтобы проводить ток в инверторном режиме.

В схемах второго класса включение вентиляй одного УВК заблокировано на время, пока проводит ток другой УВК.

Для всех реверсивных преобразователей важным вопросом является правильное согласование углов включения выпрямительного и инверторного УВК, с тем чтобы обеспечить плавный переход из одного режима в другой, без резких толчков тока.

Это условие выполняется в первом приближении, если среднее значение выпрямленного напряжения выпрямителя равно среднему значению выпрямленного напряжения инвертора. Для этого необходимо, чтобы в пренебрежении падением напряжения на вентилях углы включения выпрямителя  $\alpha$  и инвертора  $\beta$  удовлетворяли уравнению

$$\cos \alpha_B = -\cos \alpha_A,$$

откуда

$$\alpha_b + \alpha_i = \pi,$$

или, имея в виду, что  $\alpha_i = \pi - \beta$ ,

$$\alpha = \beta.$$

Через угол управления это условие выражается формулой

$$\theta_i = |\theta_b|,$$

т. е. углы управления обоих УВК должны иметь одинаковые значения.

При соблюдении указанного условия будут равны только средние значения выпрямленных напряжений, но в общем случае  $\alpha \neq 0$  и  $\beta \neq 0$  и мгновенные значения ЭДС не будут уравновешены (рис. 3.24, а). Для ограничения токов от импульсов неуравновешенных ЭДС (рис. 3.24, б) цепь нагрузки включают на УВК через средние точки реакторов, как это показано на рис. 3.25 для двух трехфазных выпрямителей: по лучевой схеме (рис. 3.25, а) и по мостовой (рис. 3.25, б). УВК<sub>1</sub> и УВК<sub>2</sub> обеспечивают поочередно прямое и обратное направления тока в нагрузке  $H$ .

Режим обратимой работы имеет место, если не используется изменение полярности постоянного напряжения,

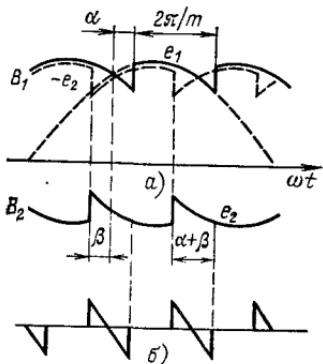


Рис. 3.24

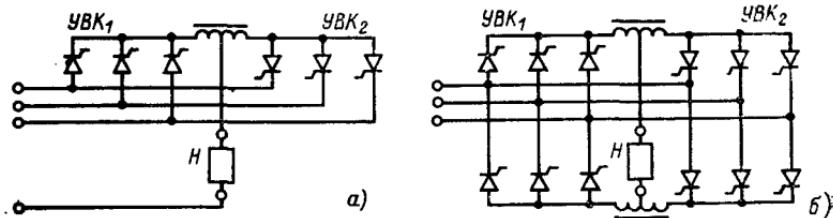


Рис. 3.25

например в нереверсивном приводе постоянного тока, где при торможении меняется только знак тока при переходе из первого квадранта во второй.

### 3.5. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи напряжения частоты сети непосредственно в напряжение регулируемой частоты, без промежуточной цепи постоянного тока, называют непосредственными преобразователями частоты (НПЧ), а в зарубежной литературе циклопонверторами.

Непосредственный преобразователь частоты впервые был предложен Завалишиным в 1939 г. [22] по схеме рис. 3.2,а. В то время эта первая схема не привлекла в себе должного внимания из-за большого числа вентилей, но создание малогабаритных полупроводниковых вентилей и разработка новых схем открыли НПЧ дорогу для практического применения.

Принцип действия и электромагнитные процессы НПЧ проще всего понять, отправляясь от реверсивного четырехквадратного преобразователя.

Реверсивный преобразователь с двумя УВК может выполнять функции преобразователя частоты напряжения питающей его сети не только в

постоянное напряжение, т. е. напряжение нулевой частоты, но и в переменное напряжение другой частоты, меньшей чем напряжение сети. Для этого достаточно изменять по соответствующему закону сигнал, управляющий преобразователем.

На рис. 3.26 показана упрощенная схема НПЧ, на которой УВ показаны генераторами, соединенными последовательно с вентилями. Полезная составляющая выходного напряжения даст однофазное напряжение, и для получения трехфазного напряжения потребуется три реверсивных четырехквадрантных преобразователя и три трехфазных мостовых УВК—36 вентилем.

Сдвиг тока относительно напряжения при питании индуктивно-резистивной нагрузки обеспечивается использованием инверторного режима.

При активной нагрузке ( $\phi=0$ ) оба УВК проводят ток поочередно в выпрямительном режиме в течение одного полупериода каждый. Непроводящий УВК находится в состоянии, подготовленном для инверторного режима.

При индуктивно-активной нагрузке с фазой  $\varphi=\arctg \frac{\omega L}{R}=-60^\circ$ , в каждом полупериоде протекания тока в одном направлении, соответствующий коммутатор  $120^\circ$  работает в выпрямительном режиме, доставляя энергию в цепь нагрузки, а в остающиеся  $60^\circ$  этого полупериода — в инверторном режиме, возвращая энергию в сеть. В результате синусоида полезного напряжения на выходных зажимах преобразователя опережает ток на  $60^\circ$ .

При емкостной нагрузке с фазой  $\varphi=60^\circ$ , в течение первых

вых  $60^\circ$  полуволны тока нагрузки, соответствующий коммутатор работает в инверторном режиме, а остальные  $120^\circ$  — в выпрямительном режиме.

Предельный случай сдвига фаз на  $180^\circ$  соответствует чисто рекуперативному режиму, при котором нагрузка непрерывно доставляет энергию в сеть, а оба УВК, каждый в своей полуволне тока, работают только в инверторном режиме.

Таким образом, НПЧ может передавать энергию в обоих направлениях.

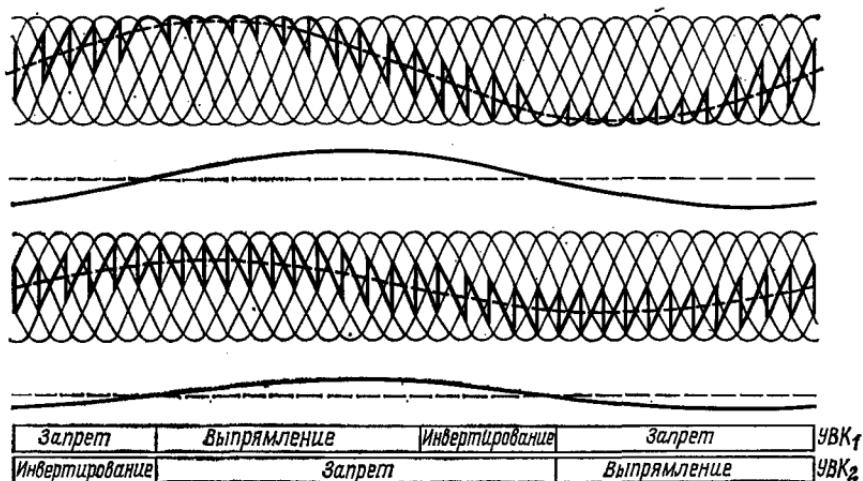


Рис. 3.27

На рис. 3.27 показаны осциллограммы выходного напряжения (жирной линией) и полезной составляющей выходного тока инвертора для индуктивной нагрузки с фазовым углом  $60^\circ$  и для выходной частоты  $1/6$  входной. Пунктиром показана полезная составляющая напряжения: выше — полного напряжения, ниже — его половины. Под кривыми напряжения показан ток. Указаны также режимы работы УВК<sub>1</sub> и УВК<sub>2</sub>.

Форма полезной составляющей выходного напряжения НПЧ может быть близка к синусоидальной:

$$u^0 = U_m \cos(\nu t + \psi) \quad (3.26)$$

при выполнении определенных требований к СИФУ и к форме сигнала управления  $x(t)$ . Эти требования удов-

летворяются в типичном случае синхронной СИФУ с кусочно-косинусоидальным опорным напряжением, в  $n$ -м интервале (см. 3.1):

$$u_{\text{оп } n} = U_{\text{оп } n} I(t - t_n) \cos \left[ \omega t - (n - 1) \frac{2\pi}{m} \right], \quad (3.27)$$

и при синусоидальном законе управления

$$x = X_m \cos(\nu t + \psi).$$

Мгновенное значение кусочно-гладкой функции напряжения НПЧ при холостом ходе в  $n$ -м интервале имеет выражение

$$u_{\text{а } n} = E_m I(t - t_n) \cos \left[ \omega t - (2n - 1) \frac{\pi}{m} + \alpha_n \right].$$

Угол включения вентиля в каждом интервале будет:

$$\alpha_n = \omega t_n - \frac{2\pi}{m} n.$$

Контактные точки на оси времени  $t_n$  определяются пересечением кривых опорного напряжения и сигнала управления, т. е. решениями уравнения:

$$E_{m \text{ оп}} \cos \left[ \omega t - (n - 1) \frac{2\pi}{m} \right] = X_m \cos(\nu t - \psi).$$

Это трансцендентное уравнение легко решается аналитически только в одном граничном случае равенства амплитуд опорного напряжения и сигнала управления:  $E_{\text{моп}} = X_m$ . Тогда

$$\cos \left[ \omega t_n - (n - 1) \frac{2\pi}{m} \right] = \cos(\nu t_n - \psi),$$

причем решения действительны только при

$$\sin \left[ \omega t - (n - 1) \frac{2\pi}{m} \right] > 0.$$

Из (3.26) следует уравнение аргументов

$$\omega t_n - (n - 1) \frac{2\pi}{m} = \pm \nu t_n - \psi, \quad (3.28)$$

откуда

$$t_n = \frac{(n - 1) \frac{2\pi}{m} + \psi}{\omega \pm \nu}.$$

Из этого выражения выпадают все решения, не удовлетворяющие ограничению (3.27). Следовательно, при дан-

ной задающей частоте  $v$  все интервалы непрерывности

$$T_n = t_{n+1} - t_n$$

имеют только два значения:

$$T = \frac{2\pi/m}{\omega - v} \quad \text{и} \quad T = \frac{2\pi/m}{\omega + v}.$$

Физический смысл этого явления поясняется векторной диаграммой  $m$ -фазной звезды опорных напряжений  $U_{\text{оп}}$  вектора сигнала управления  $\dot{x}$  (рис. 3.28). Звезда опорных напряжений вращается против часовой стрелки с угловой скоростью  $\omega$ , а вектор сигнала — в ту же сторону при скорости  $v$ . Решения уравнения (3.28) имеют место в моменты времени, когда равны друг другу проекции векторов опорных и сигнала на ось абсцисс. Но при этом принимаются во внимание только проекции опорных векторов в верхней полуплоскости, так как нижняя полуплоскость соответствует недействующим восходящим полусинусоидам опорного напряжения. Поэтому проекции опорного вектора и вектора сигнала в верхней полуплоскости растут только влево, а их угловые скорости вычитаются, в нижней же полуплоскости проекция опорного вектора растет по-прежнему влево, а проекция вектора сигнала растет ей навстречу и их угловые скорости суммируются.

На рис. 3.9 была показана осциллограмма напряжений при  $m=6$ ,  $x_{\text{оп}}=E_m$ , частоте сигнала  $v=3\omega/4$  или  $T_y=4T_c/3$ . Тонкими линиями показаны напряжения сети и опорное, жирными линиями — выходное напряжение НПЧ (вверху) и сигнала управления (внизу). Посредине построена шкала интервалов.

Непосредственно из графика видно, что выходное напряжение не имеет постоянной составляющей. Это предельный случай, выражаемый соотношением

$$v_{\text{гр}} = \omega \frac{m}{m+2}.$$

При равенстве частот опорной и сигнала ( $\omega=v$ ) управление вентилями нарушается, а при частоте сигнала, боль-

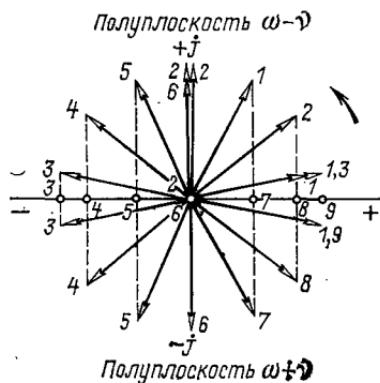


Рис. 3.28

шей частоты сети (рис. 3.29),  $v=2\omega$ , появляется и растет с частотой сигнала постоянная составляющая выходного напряжения вплоть до режима синхронного фильтра.

На рис. 3.30 показаны полезная составляющая и ее искажения при тех же данных, что и выше, при двух значениях случайной фазы  $\psi=0$  и  $\psi=2\pi/m$ .

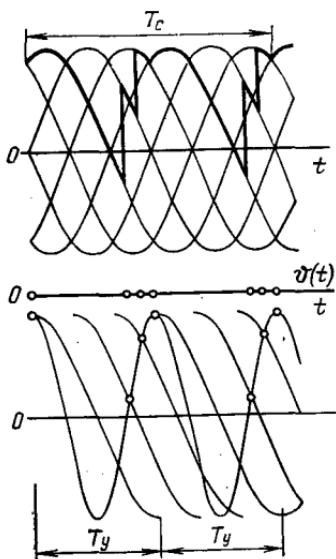


Рис. 3.29

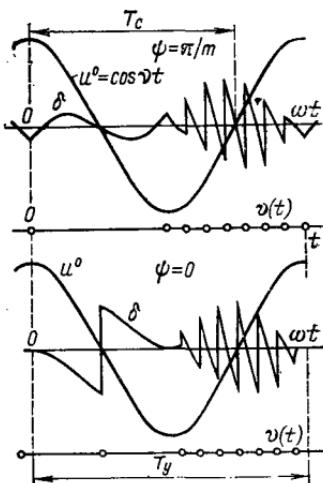


Рис. 3.30

Рост искажений с увеличением амплитуды и частоты сигнала, т. е. выходного напряжения НПЧ, и определяет верхнюю границу приемлемых частот значением около половины частоты сети.

При нагрузке искажения формы кривой напряжения возрастают и меняют характер с изменением вида нагрузки, а их аналитическое выражение становится весьма сложным и приближенным, так как исчезает возможность учитывать такие факторы, как случайная фаза  $\psi$  и т. п. Полный анализ формы напряжения НПЧ содержится в [23]. В этом вопросе нельзя отвлечься от того, что искажения формы напряжения по существу являются случайной функцией — шумом квантования, а все попытки аналитического расчета дают лишь частные, к тому же приближенные реализации. Но пока не разработаны удовлетворительные стохастические методы, детерминированные расчетные «реали-

зации» шумов остаются необходимой основой проектирования вентильных преобразователей.

Требования к уровню шумов квантования выходного напряжения и тока НПЧ, уменьшение которых связано с увеличением числа вентилей, являются важнейшими условиями выбора схемы преобразователя. В настоящее время известно большое число различных видов схем, в том числе и простейших, с уменьшенным числом вентилей. Мы здесь приведем в качестве примеров только несколько, наиболее типичных схем.

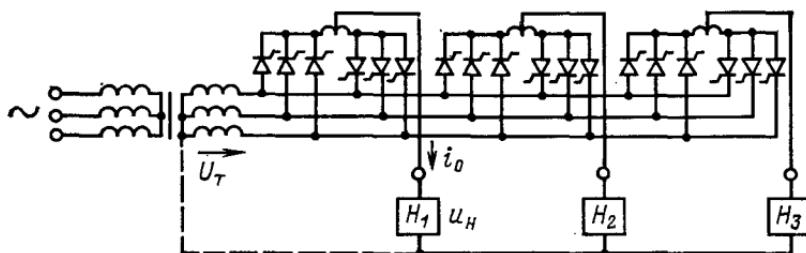


Рис. 3.31

Простейший трехпульсный ( $m=3$ ) симметричный преобразователь состоит из трех независимых реверсивных четырехквадратных однофазных выпрямителей с общим трехфазным трансформатором (рис. 3.31). В случае неуравновешенной трехфазной нагрузки нулевые точки трансформатора и нагрузки соединяются нулевым проводом по пунктиру. Реверсивный выпрямитель каждой фазы выполнен по лучевой схеме, благодаря чему общее число вентилей сокращено до 18. При симметричной нагрузке токи нулевой последовательности отсутствуют. Это позволяет применять трехфазные трансформаторы по простой схеме звезда — звезда. Уравнительные реакторы не всегда необходимы.

На рис. 3.32 показана схема на 36 вентилях со средней точкой. Реверсивные четырехквадрантные преобразователи выполнены по мостовой схеме и питаются от одного трансформатора по схеме звезда — двойная звезда. Уравнительные реакторы также не всегда необходимы. Если в мостовых НПЧ необходимо обеспечить электрическую изоляцию между входом и выходом, возможны два способа: или разделить три фазы нагрузки, что всегда возможно при питании асинхронных двигателей, или питать каждый мост от своей трехфазной обмотки трансформатора. В последнем случае общая полная мощность трех вторичных обмоток

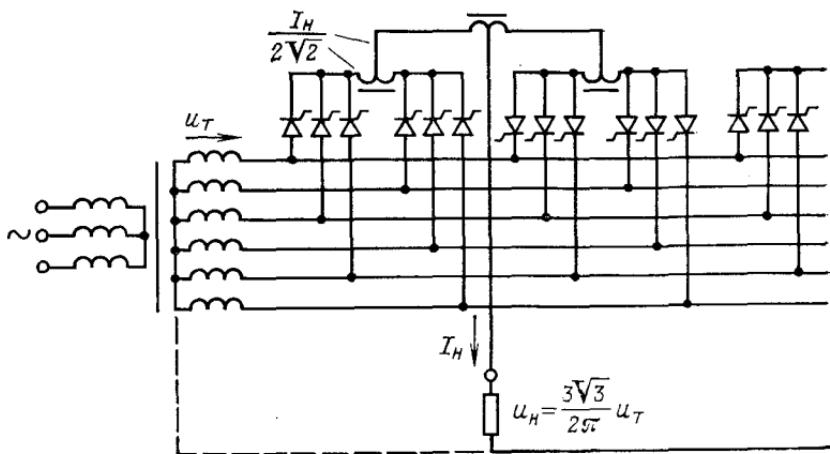


Рис. 3.32

трансформатора примерно на 22% больше мощности первичной обмотки.

Аналогичным способом строятся и двенадцатипульсные фазные преобразователи.

На рис. 3.33 показана упрощенная структурная схема НПЧ по кольцевой схеме. Кольцевая схема строится из трех двухквадрантных преобразователей, выходные выводы которых соединены в замкнутое кольцо — треугольник.

Каждый преобразователь питается от изолированной обмотки трансформатора. Трехфазная нагрузка также соединена треугольником. Преобразователь каждого плеча может пропускать ток только в одном направлении. Линейный ток нагрузки может протекать в обоих направлениях, используя преобразователь другого плеча. Например, положительная полуволна тока  $I_1$  течет через  $P1$ , а отрицательная — через  $P2$  [23].

Благодаря применению одно комплектных двухквадрантных преобразователей, число вентилей, при той же частоте пульсации уменьшается вдвое по срав-

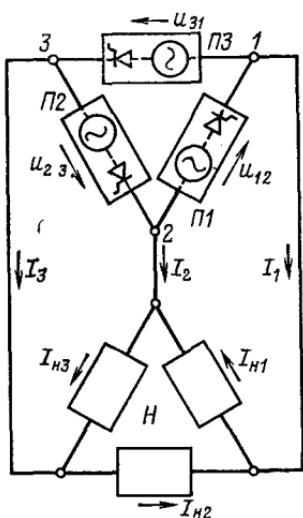
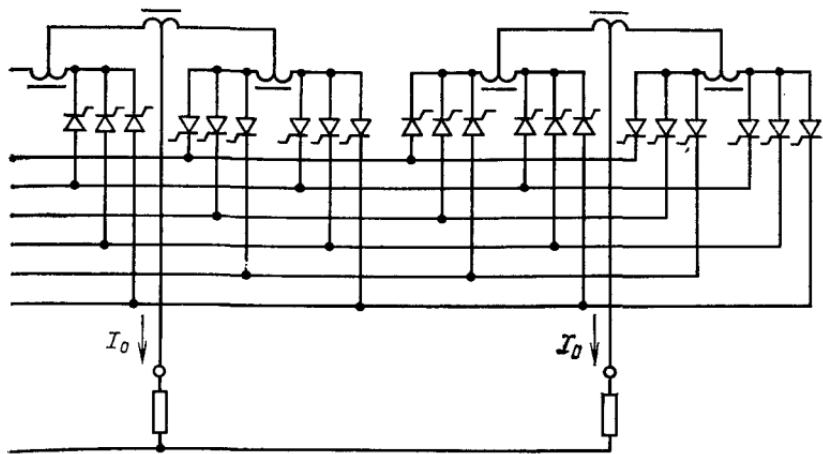


Рис. 3.33



нению с симметричными схемами, но несколько ухудшается использование выпрямителя и трансформатора.

Ток в фазах нагрузки также синусоидальный, а ток в отдельных преобразователях представляет положительные импульсы сложной формы, длительностью  $2/3$  периода. В паузы длительностью  $1/3$  периода преобразователи блокируются, чтобы предотвратить циркуляцию тока по кольцу.

Среднеквадратичное значение идеальной волны тока преобразователя в 1,55 раза больше действующего значения синусоидального тока треугольника нагрузки. Соответственно больше должна быть полная мощность изолированных обмоток трансформатора, по сравнению с полной мощностью нагрузки.

Таблица 3.3

Наименование	Кольцевая		Открытый треугольник	
	лучевая	мостовая	лучевая	мостовая
Число вентилей	9	18	12	24
Входной коэффициент мощности	0,688	0,688	0,77	0,77
Полная входная мощность	$1,75P_H$	$1,63P_H$	$2,2P_H$	$1,69P_H$
Полные мощности:				
первой обмотки трансформатора	$1,75P_H$	$1,63P_H$	$2,2P_H$	$1,69P_H$
вторичной обмотки	$3,76P_H$	$2,3P_H$	$2,6P_H$	$1,71P_H$
отдаваемая выпрямителем	$1,55P_H$	$1,55P_H$	$1,15P_H$	$1,15P_H$

**Схема трехфазного кольцевого НПЧ** (рис. 3.34,*a*) состоит из трех одинаковых трехфазных двухквадрантных преобразователей, соединенных в кольцо. Каждый преобразователь питается от своей вторичной обмотки трансформатора. В схеме всего девять вентилей.

$$U_h = 3\sqrt{3} U_T / 2\pi.$$

На рис. 3.34,*б* показана схема шестифазного НПЧ. Она состоит из трех мостовых двухквадрантных преобразователей, соединенных в кольцо, и имеет 18 вентилей.

$$U_h = 3\sqrt{3} U_T / 2\pi.$$

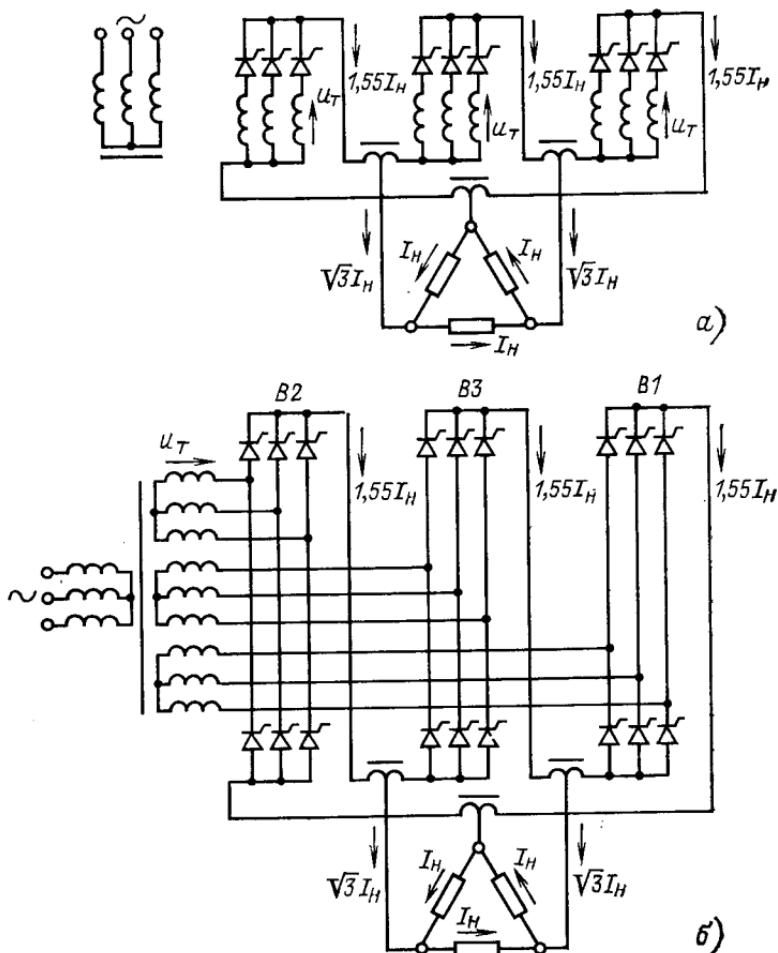


Рис. 3.34

Для получения трехфазного напряжения можно применять также преобразователи по схеме открытого треугольника, упрощенная схема которого показана на рис. 3.35. Напряжение между выводами 1—3 такое же, как и в кольцевой схеме, но токи отличаются. Ток преобразователя  $P1$  от вывода 2 к выводу 1 — линейный ток  $I_1$ , а ток преобразователя  $P2$  от вывода 3 к выводу 2 — это инвертированный линейный ток  $-I_3$ . Напряжения основных гармоник на треугольнике нагрузки симметричны, но высшие гармоники напряжений преобразователей разные.

В табл. 3.3 приводятся основные параметры НПЧ при чисто активной нагрузке по схемам рис. 3.34 и 3.35.

В табл. 3.3 и на схемах  $P_h = 3U_h I_0$ , где  $U_h$  — линейное напряжение нагрузки,  $I_0$  — фазовый ток нагрузки,  $U_t$  — фазовое вторичное напряжение трансформатора (действующие значения).

В НПЧ применяется также принудительная коммутация по таким же принципам, как и в автономных инверторах (см. § 3.6). На рис. 3.36 показана схема НПЧ с принудительной импульсной коммутацией.

Для получения на выходе НПЧ напряжения, приближающегося по форме к синусоидальному заданной амплитуды и частоты, предложено много различных схем с разомкнутой и замкнутой цепью управления. Общим недостатком схем с разомкнутой цепью являются, во-первых, трудности расчета и получения специальной формы волны управляющего сигнала, обеспечивающей приемлемое приближение первой гармоники выходного напряжения к синусоидальной форме, и, во-вторых, подверженность этой формы различным внешним влияниям.

Лучшие результаты могут дать замкнутые системы управления с отрицательной обратной связью и синусоидальным задающим воздействием от специального задатчика.

На рис. 3.37 показана упрощенная схема НПЧ с замкнутой цепью управления. Управление каждым преобразователем осуществляется от своего импульсного генератора. Фа-

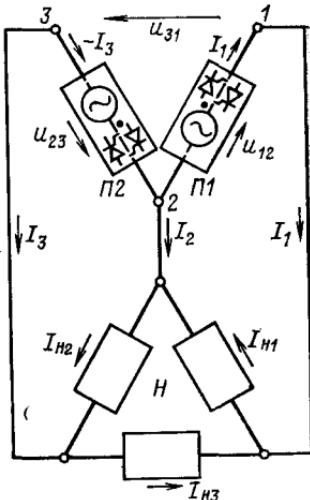


Рис. 3.35

зы включающих вентили импульсов управляются напряжениями  $u_1$  и  $u_2$ .

На входы импульсных генераторов поступают управляемые сигналы — усиленные усилителем  $U$  сигналы рас согласования (погрешности) между командным сигналом  $u_k$  и фактическим напряжением на выходе НПЧ. На эти сигналы наложены фиксированные напряжения смещения  $E$  разных знаков, которые введены для предотвраще-

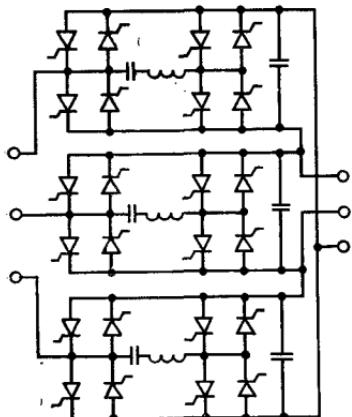


Рис. 3.36

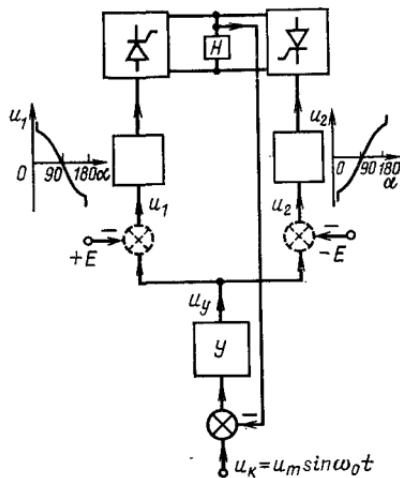


Рис. 3.37

ния циркулирующих токов. В первом полупериоде проводит левый преобразователь. Напряжение внешнего смещения  $+E$  этого преобразователя компенсирует внутреннее смещение импульсного генератора и подает на вход сигнала управления, равный командному, у правого же преобразователя внешнее смещение  $-E$  удваивает общее смещение и блокирует его. Во втором полупериоде положение меняется на обратное: на правый усилитель поступает напряжение, равное командному, а левый усилитель блокируется [23].

### 3.6. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Автономные инверторы предназначены для преобразования напряжения или тока одного направления в знакопеременную, в идеальном случае синусоидальную, форму или, проще говоря, для преобразования постоянного тока в периодический.

Для такого преобразования пригодны вентили коммутатора с полным управлением, т. е. допускающие по цепям управления не только включение вентилей, но и выключение. Транзисторы и тиристоры с полным управлением пока что имеют весьма ограниченное применение из-за малой мощности. Поэтому проблема создания автономных инверторов еще до появления тиристоров сводилась, главным образом, к изысканию и разработке достаточно совершенных способов выключения вентилей неполного управления при питании их постоянным напряжением.

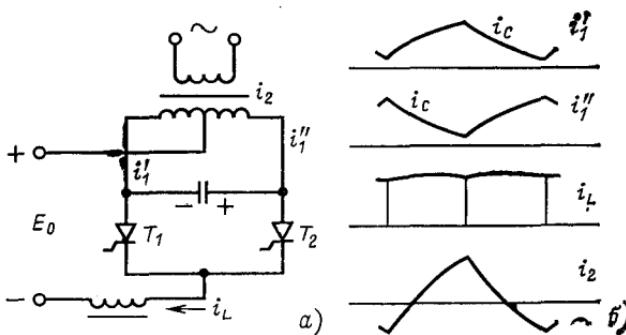


Рис. 3.38

Впервые эта задача была решена в 1928 г., когда был построен автономный инвертор на тиатронах. Это был параллельный однофазный инвертор с выводом средней точки и с конденсаторной коммутацией, которая еще раньше была использована в мощных триггерах. Параллельным он называется потому, что в нем конденсатор подключен параллельно нагрузке в отличие от последовательного инвертора, не получившего значительного применения.

Сущность коммутации параллельного инвертора (рис. 3.38), получившей название сопряженной или междудофазовой импульсной коммутации, заключается в следующем.

Пусть в некоторый начальный момент времени проводит вентиль  $T_1$  и конденсатор заряжен от источника сети постоянного тока до некоторого напряжения  $U_{c0}$  с полярностью, показанной на схеме. Если затем подать открывающий сигнал на вентиль  $T_2$ , то последний, открываясь, замкнет конденсатор через вентили. Импульс разрядного тока конденсатора, вычитаясь из тока вентиля  $T_1$ , выключит его и разомкнет цепь. Конденсатор окажется подключенным через левую половину обмотки трансформатора к положи-

тельному полюсу источника постоянного тока и будет заряжаться в обратном направлении.

Таким образом, в параллельном инверторе конденсатор полностью участвует в формировании тока главной цепи и в передаче энергии с входа на выход инвертора.

Из-за отсутствия индуктивностей в коммутируемом контуре, состоящем из конденсатора и обоих вентиляй, коммутация проходит почти мгновенно. Внешняя цепь источника постоянного тока имеет относительно большую индуктивность, поэтому в момент коммутации постоянный ток источника не может иметь скачков. С другой стороны, по закону равновесия МДС трансформатора вторичная его МДС с точностью до намагничающей МДС равна первичной. В результате приведенный к числу витков первичной обмотки вторичный ток имеет форму постоянного тока первичной обмотки, модулированного прямоугольной волной — коммутационной функцией, а форма напряжения переменного тока нагрузки определяется параметрами последней.

В параллельном инверторе с сопряженной конденсаторной коммутацией конденсатор полностью участвует в формировании тока главной цепи и в передаче энергии с входа на выход инвертора, что и является его главным недостатком в применении для питания асинхронных двигателей. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что для обеспечения надежной коммутации тока вентилями, приемлемой формы кривой напряжения и устойчивой работы привода в широком диапазоне частот нужно одновременно и по сложному закону регулировать моменты открытия вентиляй, входное напряжение и емкость конденсаторов. Так как конденсаторы выполняли функцию не только коммутации тока, но и компенсации намагничающего тока, требуемая их емкость возрастила обратно пропорционально квадрату минимальной частоты. Это ограничивало нижнюю границу частот и исключало применение частотного пуска. Большие осложнения возникали также из-за необходимости переключения конденсаторов при изменении нагрузки и частоты.

Эти трудности отсутствовали бы в инверторе с идеальными ключами, обладающими двухсторонней проводимостью и полной управляемостью, например механическими контактами. Принцип действия такого идеального инвертора поясним на максимально упрощенной схеме рис. 3.39,а. Пусть источник питания состоит из двух идеальных (без внутреннего сопротивления) генераторов с постоянными ЭДС  $E$ . Нагрузка смешанная, индуктивно-резистивная  $R_L$ , последовательно с ней включен сглаживающий реак-

тор  $L_\phi$ . Функции инвертора выполняет ключ, переключающий нагрузку с одного генератора на другой с одинаковыми полупериодами  $T_u$ . Коммутацию считаем идеальной, т. е. мгновенной. В этом случае благодаря индуктивностям ток нагрузки в момент переключения не будет иметь разрыва, т. е. будет иметь одно и то же значение до и после переключения.

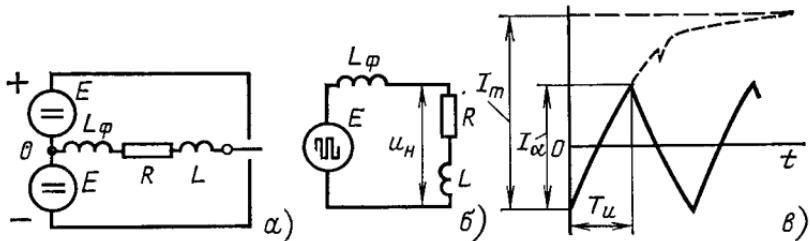


Рис. 3.39

На этом основании дискретную схему переменной структуры рис. 3.39,*a* можно заменить вполне корректно непрерывной схемой рис. 3.39,*б* с одним идеальным генератором, ЭДС которого в момент коммутации меняет знак, т. е. имеет форму меандра.

Принципиально важно, что такая замена реальной дискретной схемы переменной структуры непрерывной схемой постоянной структуры, с соответствующим изменением внешних ЭДС, правомерна с точностью до замены реальной коммутации идеальной (мгновенной и без разрывов тока).

Внутри любого интервала — полупериода между переключениями, для схем рис. 3.39 справедливо дифференциальное уравнение

$$R + L \frac{di}{dt} = \pm E, \quad (3.29)$$

где  $L = L + L_\phi$  — суммарная индуктивность нагрузки и фильтра.

В установившемся периодическом режиме с периодом  $T = 2T_u$  решение уравнения (3.29) имеет вид:

$$i = \mp I_a e^{-t/T_u} \mp I_{max} (1 - e^{-t/T_u}), \quad (3.30)$$

где  $T_u = R/L$  — постоянная времени полной цепи;  $I_{max} = E/R$  — максимальный установившийся ток цепи;  $I_a$  — амплитуда тока цепи.

Из условия равенства амплитуд тока положительной и отрицательной полуволн в периодическом режиме легко получить:

$$I_a = I_{max} \frac{1 - e^{-T_u/T_3}}{1 + e^{-T_u/T_3}}.$$

Подставляя  $I_a$  в (3.30), получаем:

$$i = \pm \frac{E}{R} \left( 1 - \frac{2}{1 + e^{-T_u/T_3}} e^{-t/T_3} \right). \quad (3.31)$$

Напряжение на нагрузке

$$u = Ri + L \frac{di}{dt}.$$

Используя (3.31), найдем:

$$u = \mp \frac{\frac{L_\Phi - L}{L_\Phi + L} - e^{-T_u/T_3}}{1 - e^{-T_u/T_3}} e^{-t/T_3}.$$

Форма тока и напряжения нагрузки и другие свойства инвертора существенно зависят от двух относительных величин: отношения интервала квантования к постоянной времени цепи  $T_u/T_3$  и отношения индуктивности нагрузки к индуктивности фильтра. В одном граничном случае, когда  $L_\Phi \ll L$  в пределе  $L_\Phi = 0$ ,  $T_{31} = L/R$ ,

$$u_1 = \mp E e^{-t/T_{31}},$$

в другом граничном случае, когда  $L_\Phi \gg L$  и в пределе  $L = 0$ ,  $T_{32} = L_\Phi/R$ ,

$$u_2 = \mp E \frac{1 - e^{-T_u/T_3}}{1 + e^{-T_u/T_3}} e^{-t/T_{32}}.$$

В первом случае инвертор выдает в нагрузку напряжение, приближающееся к меандру ЭДС эквивалентного генератора, и мы имеем инвертор напряжения.

Во втором случае инвертор выдает в нагрузку ток, приближающийся по форме к меандру тока с амплитудой  $I_a$ , и мы имеем инвертор тока. В этом случае удобнее инвертор интерпретировать как генератор тока, генерирующий указанный меандр тока, на том основании, что, как известно, генератор ЭДС с последовательно включенной большой индуктивностью можно заменить эквивалентным генератором тока с параллельно включенной «обратной индуктивностью»  $\Gamma = L^{-1}$ .

Практическая реализация рассмотренного нами идеального инвертора встретила, однако, много трудностей, из которых принципиальными были две: односторонняя проводимость вентилей и неполная управляемость силовых вентилей — ртутных и полупроводниковых.

Первая трудность была преодолена включением встречно-параллельно основным вентилям обратных диодов, вторая — использованием разных схем принудительной коммутации для выключения тока силовых вентилей неполного управления.

Обратные диоды впервые были введены в схему параллельного инвертора в 1946 г. Мак-Мурри (США). Исследование инверторов с обратными диодами было проведено в СССР в 1961 г. Д. А. Завалишиным, Б. П. Соустинным и В. Ф. Шукаловым, предложившим оригинальный вариант схемы.

Обратные диоды стали основным элементом большинства схем инверторов, получивших практическое применение в электроприводах. Первый вариант схемы Мак-Мурри показан на рис. 3.40. Схема одинаково хорошо работает под нагрузкой и при холостом ходе, с отстающим и опережающим коэффициентом мощности. Емкость коммутирующего конденсатора, а также индуктивность сглаживающего дросселя в ней значительно меньше, чем в предшественниках этой схемы — параллельных инверторах.

Обратные диоды включаются встречно-параллельно основным вентилям в инверторе с одним источником постоянного тока. Введение обратных диодов по существу означает объединение инвертора с выпрямителем в один обратимый преобразователь, который может передавать энергию в обоих направлениях, подобно машине постоянного тока. Функция обратных диодов заключается в следующем.

При работе инвертора на индуктивную нагрузку, после запирания основного тиристора, необходимо открыть току нагрузки, продолжающему протекать в прежнем направлении, новый путь, который и даст обратный диод, присоединенный встречно-параллельно тиристору. Поэтому коммутирующий конденсатор обеспечивает ток нагрузки только в тот короткий интервал времени коммутации, когда ток переходит с запираемого тиристора в обратный диод.

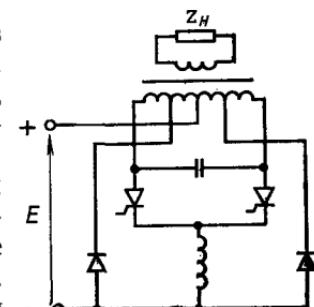


Рис. 3.40

Остальную часть времени коммутирующий конденсатор не участвует в передаче энергии главной цепи. Поэтому емкость может быть небольшой.

Через обратные диоды источнику постоянного тока возвращается реактивная энергия, запасенная в индуктивности нагрузки. Периодический обмен энергией между источником постоянного тока и нагрузкой переменного тока про-

исходит следующим образом. В случае индуктивной нагрузки, запасенная в индуктивности в последней части полупериода напряжения, возвращается в источник питания в течение следующей части полупериода напряжения.

В отличие от перехода в инверторный режим управляемого выпрямителя, когда его угол открытия становится больше  $90^\circ$ , а выпрямленное напряжение становится отрицательным, т. е. выпрямитель переходит из I квадранта в IV, в инверторе с обратными вентилями реверсирование потока энергии

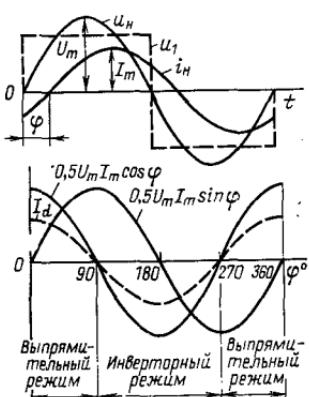


Рис. 3.41

осуществляется изменением направления тока.

Такой инвертор является полным статическим аналогом вращающегося синхронного преобразователя или двигателя-генератора [27].

Основная составляющая инвертированного напряжения инвертора соответствует ЭДС синхронной машины при холостом ходе, а индуктивность фильтра — синхронному реактивному сопротивлению машины.

Инвертор может работать параллельно с генератором переменного тока при определенных условиях: хорошей фильтрации полезной составляющей, наличии средств регулирования напряжения, эквивалентных регулятору напряжения синхронной машины. Инвертор может работать при любом коэффициенте мощности на стороне переменного тока во всем диапазоне изменения фазы переменного тока.

На рис. 3.41 показано, как изменяются активная ( $0.5 U_m I_m \cos \phi$ ) и реактивная ( $0.5 U_m I_m \sin \phi$ ) мощности с изменением фазы тока  $\phi$  относительно напряжения при постоянной полной мощности, поддерживаемой соответствующим регулированием переменного тока. Постоянный ток источника всегда пропорционален активной мощности.

Обратные диоды в схеме Мак-Мурри рис. 3.39 можно заменить полностью управляемыми тиристорами. В результате образуется обратимый преобразователь выпрямитель-инвертор. Обратимый преобразователь может работать как независимо, так и параллельно с сетью переменного тока. При работе независимо от сети эта схема имеет больший запас устойчивости в широком диапазоне нагрузки и коэффициента мощности. Фазовое управление дает возможность поддерживать мощность на постоянном оптимальном уровне.

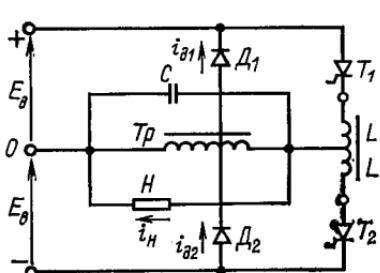


Рис. 3.42

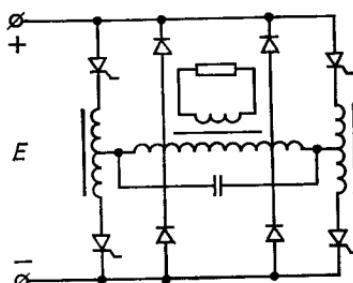


Рис. 3.43

Усовершенствованным вариантом схемы рис. 3.40 является схема Мак-Мурри — Бедфорда. На рис. 3.42 показана полумостовая схема этого инвертора. Она может использоваться самостоятельно или как часть мостовой схемы. В полумостовой схеме источник постоянного тока должен иметь средний вывод или нейтральную точку от конденсаторного делителя напряжения. Обратные вентили подключаются к отпайкам первичной обмотки трансформатора для того, чтобы обеспечить возврат энергии, запасенной в индуктивности  $L$ .

Мостовая схема рис. 3.43 представляет собой объединение двух полумостовых схем, работающих со сдвигом по фазе  $180^\circ$  с общими трансформатором и коммутирующим конденсатором, благодаря чему отпадает необходимость иметь вывод средней точки источника питания. На рис. 3.44 показана аналогичная схема трехфазного инвертора.

Другое радикальное усовершенствование простой схемы параллельного инвертора было предложено Н. Н. Щедрыным и исследовано Б. У. Умаровым [28]. Оно заключалось во включении последовательно с основными управляемыми вентилями добавочных неуправляемых вентилей — диодов (рис. 3.45, а). Добавочные вентили в соответствующий мо-

мент отключают конденсатор от трансформатора, сохраняя его напряжение постоянным до следующей коммутации. Благодаря этому добавочные вентили отделили функции коммутации, выполняемые конденсатором, от функции компенсации реактивной мощности и получили поэтому название отсекающих диодов.

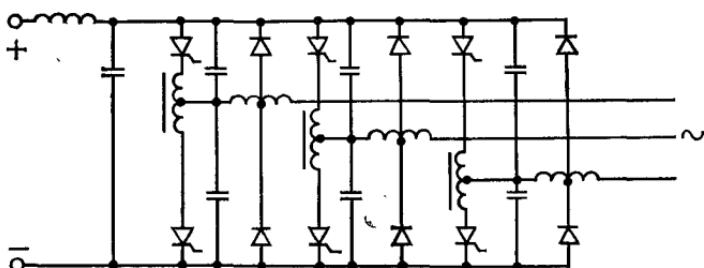


Рис. 3.44

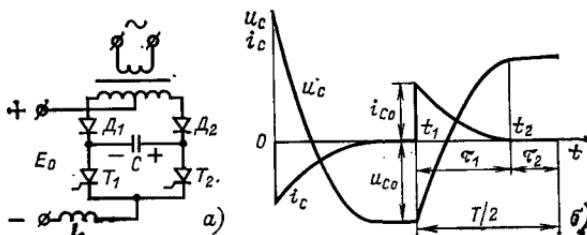


Рис. 3.45

Процесс коммутации в инверторе с отсекающими диодами в основных чертах заключается в следующем (рис. 3.45,б). Пусть в некоторый момент времени  $t_1$  проводит тиристор  $T_1$  и коммутирующий конденсатор  $C$  имеет максимальное напряжение  $u_{c0}$  с полярностью, показанной на рис. 3.45,а). При включении тиристора  $T_2$  конденсатор замыкается на тиристоры  $T_1$  и  $T_2$ , начинает разряжаться и своим разрядным током, направленным против тока тиристора  $T_1$ , выключает его. Благодаря отсутствию индуктивности в разрядном контуре прекращение тока вентиля проходит практически мгновенно. После выключения тиристора  $T_1$ , конденсатор оказывается присоединенным к питающему источнику левой обкладкой и будет в течение времени  $\tau_1$  заряжаться в обратном направлении до максимального напряжения  $+u_{c0}$ . После этого (момент времени  $t_2$ ) ток в конденсаторе прекратится, потому что его разряду на обмотку трансформатора будет препятствовать отсекающий вен-

тиль  $D_1$ . Поскольку прекратится ток в конденсаторе, то и его напряжение останется постоянным до тех пор, пока управляющий импульс не откроет снова вентиль  $T_1$ . Таким образом, на этом интервале  $t_2$  постоянного напряжения конденсатора он не проводит тока и не участвует в обмене энергии и в формировании тока нагрузки. В таком отключении конденсатора на время  $\tau_2$  и заключается роль отсекающих диодов. При включении тиристора  $T_2$  цикл закончится и процесс повторится с периодом

$$T=2(\tau_1+\tau_2).$$

С увеличением частоты импульсов, включающих тиристоры, при некотором критическом ее значении  $f_{kp}$ , когда  $\tau_2=0$  и отсекающие диоды перестанут функционировать, коммутация будет проходить так же, как и в простом параллельном инверторе. Но при частотах ниже критической, т. е. при  $\tau_2>0$ , роль конденсаторов остается неизменной. Благодаря отсекающим диодам инвертор может работать устойчиво в области отрицательных углов и выдавать в сеть переменного тока и активную, и реактивную мощности даже при относительно малых значениях коммутирующей емкости. При работе на внешнюю противо-ЭДС в идеальных условиях угол опережения может достигать  $180^\circ$ . Инвертор работает практически всегда в режиме непрерывных токов.

В Институте проблем управления (автоматики и телемеханики) была выполнена и исследована в 1960 г. опытная установка тиристорного электропривода с отсекающими диодами мощностью 7 кВт. Испытания показали надежную работу инвертора в диапазоне от 3 до 200 Гц при неизменных конденсаторах минимальной емкости. Схема обеспечивала рекуперативное торможение [30].

Инверторы с отсекающими диодами получили широкое применение, преимущественно в электроприводах с инверторами тока, которые имеют некоторые существенные достоинства по сравнению с инверторами напряжения.

Инверторы с отсекающими диодами также относятся к инверторам с сопряженно импульсной коммутацией.

В преобразователях частоты с питанием инвертора от управляемого выпрямителя для регулирования напряжения с понижением частоты понижается и постоянное напряжение, вследствие чего нарушаются условия коммутации тиристоров инвертора. Коммутирующие конденсаторы не могут получить достаточный запас энергии от источника энергии постоянного тока, когда его напряжение понижено.

В этих случаях для коммутации в схему инвертора вводят изолированный источник постоянной ЭДС небольшой мощности, который обеспечивает одинаковые условия коммутации по всему диапазону регулирования выпрямленного напряжения, питающего инвертор.

На рис. 3.46 показана простейшая мостовая схема с дополнительным источником постоянного напряжения, который разделен на две равные части.

От этого источника  $U_d$  заряжается коммутирующий конденсатор  $C_1$ . Конденсатор подключается к главным тиристорам  $T_1-T_4$ , которые он должен выключать своим разрядным током, поочередно с помощью реверсивного моста из вспомогательных коммутирующих тиристоров  $T_5-T_8$ . Конденсатор заряжается до

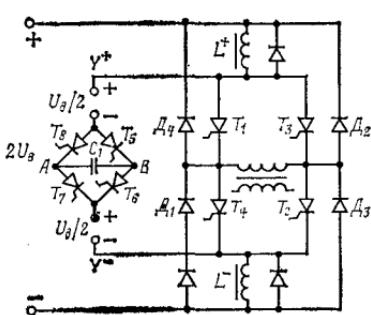


Рис. 3.46

напряжения  $U_C = -2U_b + U_d$ , из которого  $2U_b$  затрачиваются на компенсацию обратной ЭДС индуктивной нагрузки, а  $U_d$  составляет обратное напряжение на тиристорах каждого плеча моста.

Схема работает следующим образом. Пусть в начальный момент конденсатор  $C_1$  заряжен до напряжения  $2U_b + U_d$  с такой полярностью, что точка  $A$  имеет положительный потенциал относительно  $B$ . При включении тиристоров  $T_5$  и  $T_7$  конденсаторного моста потенциал точки  $Y^+$  станет отрицательным, а потенциал точки  $Y^-$  — положительным. В нормально сбалансированной схеме потенциалы коммутирующей цепи будут симметричны:  $Y^+$  будет иметь потенциал  $-(U_b + U_d)$ , а  $Y^-$  — потенциал  $+(U_b + U_d)$ . Катод тиристора  $T_1$  будет оставаться жестко привязанным к потенциалу  $-U_b$  благодаря диоду  $D_1$ , и к главному тиристору  $T_1$  будет приложено обратное напряжение  $U_d$ .

Аналогично анод тиристора  $T_1$  будет оставаться связанным с потенциалом  $+U_b$  благодаря диоду  $D_2$ , и к нему будет также приложено обратное напряжение  $U_d$ . В результате ток тиристоров  $T_1$  и  $T_2$  прекращается и они выключаются. В это время конденсатор  $C_1$  перезаряжается. Потенциалы точек  $Y^+$  и  $Y^-$  достигают значений  $+U_b$  и  $-U_b$  и удерживаются на этом уровне благодаря диодам  $D_5$  и  $D_6$  соответственно. Конденсатор снова зарядится до напряжения  $2U_b + U_d$ , но с обратной полярностью. В этой схеме импульс обратного напряжения прикладывается одновре-

менно к положительному и отрицательному полюсам тиристорного моста на стороне постоянного тока.

На рис. 3.47 показана трехфазная мостовая схема с дополнительным коммутирующим источником напряжения. Она отличается от предыдущей однофазной схемы тем, что коммутирующий конденсатор разделен на два одинаковых

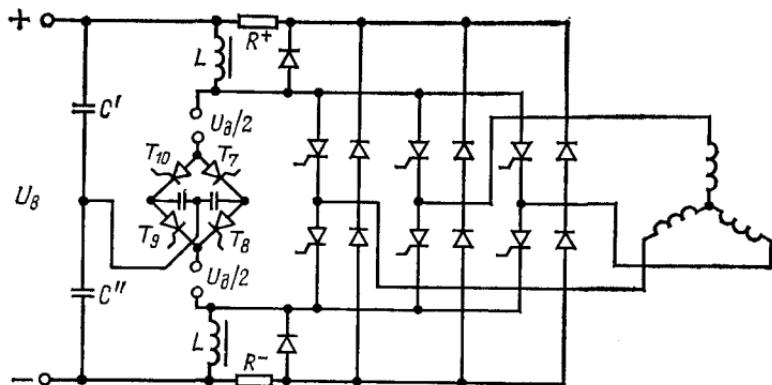


Рис. 3.47

$C'$ ,  $C''$  и средняя точка между ними соединена со средней точкой конденсаторного делителя напряжения главного источника. Это необходимо для того, чтобы развязать коммутацию анодной и катодной групп тиристоров и исключить возможность выключения первым, ранее включившимся тиристором второго, запоздавшего из-за разброса их характеристик и других небалансных явлений. Процесс коммутации этой схемы описан в [3]. Эту схему можно упростить, устранив два из четырех коммутирующих тиристоров и один из конденсаторов. Оставшиеся коммутирующие элементы будут изменять полярность напряжения на положительном и отрицательном полюсах инвертора поочередно. В этой схеме значительно повышается КПД инвертора, так как вместо двух дросселей энергией коммутации заряжается только один. Схема может быть улучшена преобразованием цепи коммутации из Т-образной в П-образную с объединением двух вспомогательных источников напряжения в один.

На рис. 3.48 показана схема коммутации со стороны переменного тока. Импульсы обратного напряжения прикладываются одновременно к трем тиристорам одного полюса через три развязывающих диода, предназначенных также для пропускания обратных токов. Обратные токи замыка-

ются через диоды  $D$ . Источник напряжения  $U_d$  обеспечивает перезарядку коммутирующих конденсаторов для подготовки их к следующей коммутации. Три реактора со средней точкой разделяют два полюса, что позволяет повысить напряжение на катодах тиристоров анодной группы, когда тиристоры катодной группы проводят ток, и наоборот.

Потери в схеме невелики, так как энергия, запасаемая в дросселе, возвращается в цепь постоянного тока в конце следующей коммутации.

В трехфазном инверторе по схеме рис. 3.49 одна цепь обслуживает коммутацию всех силовых тиристоров инвертора. Коммутирующая цепь содержит конденсатор  $C$ , два вспомогательных ти-

ристора  $T_{v1}$  и  $T_{v2}$ , а также индуктивность  $L_2$ . Принцип коммутации заключается в следующем. После отключения тиристора  $T_{v1}$  конденсатор  $C$  заряжен положительно на обкладке, обозначенной точкой, до напряжения  $U_1$ , несколько превышающего (за счет энергии, запасенной в индуктивности  $L$ ) напряжение источника постоянного тока  $U_b$ . Затем включается тиристор  $T_{v2}$ , конден-

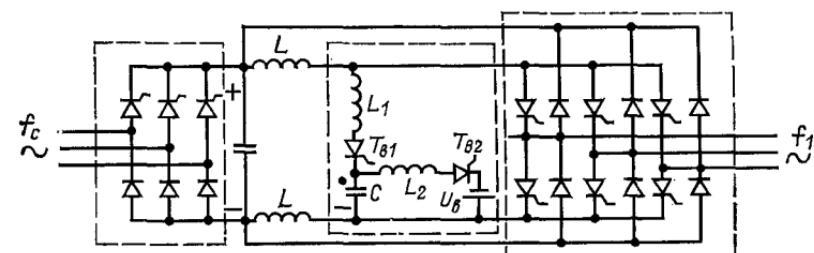


Рис. 3.49

сатор разряжается, и через один полупериод резонансной частоты контура  $L_2C$  его напряжение реверсируется с отрицательным знаком у обкладки, обозначенной точкой, достигая  $U_d + U_1$ . Силовые тиристоры выключаются, а реактивный ток нагрузки возвращает энергию обратно источнику через диоды.

Следующим важным шагом в развитии автономных инверторов было осуществление импульсной коммутации с использованием для этого дополнительных тиристоров меньшей мощности в схемах, предложенных также Мак-Мурри [34]. Эти схемы обеспечивают полное отделение цепей управления коммутацией от цепей главного потока энергии и относятся к классу инверторов с принудительной (иногда называемой также искусственной) высокочастотной коммутацией.

Сущность импульсной коммутации рассмотрим на схеме рис. 3.50. На рис. 3.51 показано изменение токов при коммутации. Формирование коммутирующих импульсов тока осуществляется колебательным контуром  $L_k C_k$ , который замыкается дополнительными коммутирующими тиристорами  $T_{k1}$ . Тиристор  $T_{k1}$  включается для гашения тока в силовом тиристоре  $T_1$ , а  $T_{k2}$  — в тиристоре  $T_2$ .

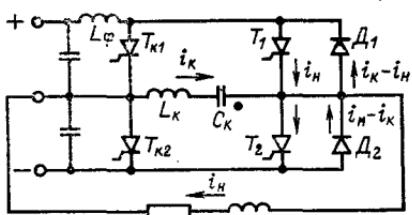


Рис. 3.50

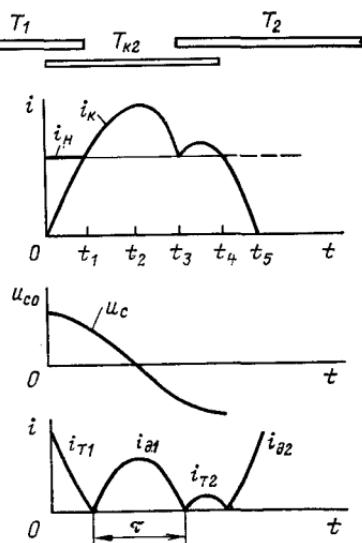


Рис. 3.51

Пусть перед началом коммутации ток проходит через силовой тиристор  $T_1$ , а конденсатор заряжен так, что его обкладка с точкой имеет положительный потенциал  $u_{c0}$  (рис. 3.51).

Открытие коммутирующего тиристора  $T_{k1}$  при  $t=0$  замыкает контур  $L_k$ ,  $C_k$ ,  $T_1$  коммутирующего тока  $i_k$ . Коммутирующий конденсатор  $C_k$  начинает разряжаться, и его разрядный ток направлен в силовом тиристоре  $T_1$  против тока нагрузки  $i_h$ . Когда разрядный ток  $i_k$  сравняется с током нагрузки  $i_h$ , при  $t=t_1$ , тиристор  $T_1$  выключается. Разрядный ток продолжает расти и его избыток  $i_k > i_h$  протекает через диод  $D_1$ , который своим обратным напряжением выключает тиристор  $T_1$ . Когда разрядный ток достигнет максимума  $i_{kmax}$ , напряжение конденсатора обращается

в нуль ( $t=t_2$ ). После этого ток  $i_k$  уменьшается, и при  $t=t_3$  снова становится равным току нагрузки  $i_n$ .

Интервал времени  $t_b=t_3-t_2$ , в течение которого ток конденсатора превышает ток нагрузки, является важным параметром инвертора, определяющим надежность коммутации. Он обязательно должен превышать время выключе-

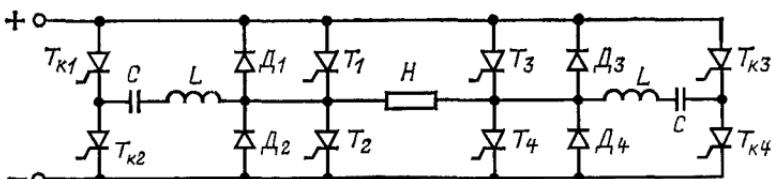


Рис. 3.52

ния тиристоров по основной цепи  $t_q$  с запасом надежности  $\delta$ :

$$t_b \geq t_q + \delta.$$

Очевидно, это время тем больше, чем больше амплитуда тока конденсатора  $i_{kmax}$ . Отношение токов

$$\chi = i_{kmax} / i_n \quad (3.32)$$

также является основным расчетным параметром инвертора.

В тот же момент  $t=t_3$  открывается второй коммутирующий тиристор  $T_{k2}$  и возникает второй, значительно меньший, импульс тока конденсатора (при некоторых условиях он может отсутствовать). На этот раз избыточный ток конденсатора замыкается через коммутирующий тиристор  $T_{k2}$  (рис. 3.50). Этот второй импульс, повышая напряжение конденсатора, увеличивает амплитуду первого импульса тока  $i_{kmax}$  тем больше, чем больше ток нагрузки. Таким образом, запас надежности коммутации автоматически растет с увеличением тока нагрузки.

В конце второго импульса, когда разрядный ток снова сравняется с током нагрузки  $i_k=i_n$ , а  $t=t_4$ , отрицательное напряжение конденсатора запирает коммутирующий тиристор  $T_{k1}$ . В интервале  $t_4 < t < t_5$  недостаток тока конденсатора возмещается составляющей тока через диод  $D_2$ .

Далее, под воздействием напряжения, приложенного к нагрузке через силовой тиристор  $T_2$  с обратным знаком, ток в нагрузке меняет знак в момент, когда запас энергии в ее индуктивности обратится в нуль (на рис. 3.51 не показано). На этом заканчивается полный цикл коммутации.

На рис. 3.52 показана рассмотренная схема в мостовом исполнении.

Для преобразователей частоты с управлением по методу широтно-импульсной модуляции (ШИМ) к цепям коммутации предъявляются повышенные требования, вследствие больших значений несущей частоты, достигающих 1 кГц и больше. Эти требования: малые потери на коммутацию, независимая (индивидуальная) коммутация тока вентилем каждой фазы, быстрое восстановление запирающего действия вентилем для максимально возможного сокращения времени выключения  $t_b$  в коммутациях, низкое выходное сопротивление, стабильность коммутационной способности во всех режимах; нагрузка вентилем по напряжению должна оставаться в рациональных пределах. Для выполнения этих требований основная схема рис. 3.50 дополняется диодами для уменьшения перенапряжений на коммутирующем конденсаторе. На рис. 3.53 показана схема однофазного инвертора. Обозначения новых элементов схемы:  $D_d$  — дополнительные диоды,  $L_1$  дроссели для ограничения  $di/dt$ ,  $R_c$  — демпфирующий резистор,  $C$  — емкостный фильтр.

Процесс коммутации этой схемы мало отличается от рассмотренного на простейшей схеме и иллюстрируется тем же рис. 3.51, а также рис. 3.54, где показано формирование контуров коммутации на разных ее интервалах. Именно: рис. 3.54,а для интервалов  $0 < t < t_1$  и  $t_1 < t < t_3$ , рис. 3.54,б для  $t_3 < t < t_4$  и рис. 3.54,в для  $t_4 < t < t_5$ .

Аналитически процесс импульсной коммутации описывается в первом приближении общим для всех его интервалов дифференциальным уравнением включения колебательного контура  $RLC$  на постоянное напряжение  $E$ . Его хорошо известное решение дает нам выражения тока конденсатора

$$i_k = \frac{E - u_{c0}}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t - i_{k0} \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha t} \sin (\omega t - \varphi) \quad (3.33)$$

и напряжения на нем

$$u_C = E - (E - u_{c0}) \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha t} \sin (\omega t + \varphi) + \frac{i_{k0}}{\omega C} e^{-\alpha t} \sin \omega t. \quad (3.34)$$

Здесь

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad \alpha = R/2L; \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}. \quad (3.35)$$

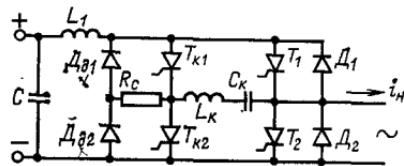


Рис. 3.53

Потери в коммутирующем контуре обычно малы и можно принять:

$$\omega_0 \approx \omega; \quad \omega L \approx 1/\omega C; \quad \varphi = \pi/2 \\ \omega/a = 2\omega L/R \approx 2Q. \quad (3.36)$$

С этими допущениями уравнения (3.33) и (3.34) получают вид:

$$i_k \approx \left[ \frac{E - u_{C0}}{\omega L} \sin \omega t + i_{k0} \cos \omega t \right] e^{-\omega t/2Q}$$

и

$$u_C \approx E + [\omega L i_{k0} \sin \omega t - (E - u_{C0}) \cos \omega t] e^{-\omega t/2Q}.$$

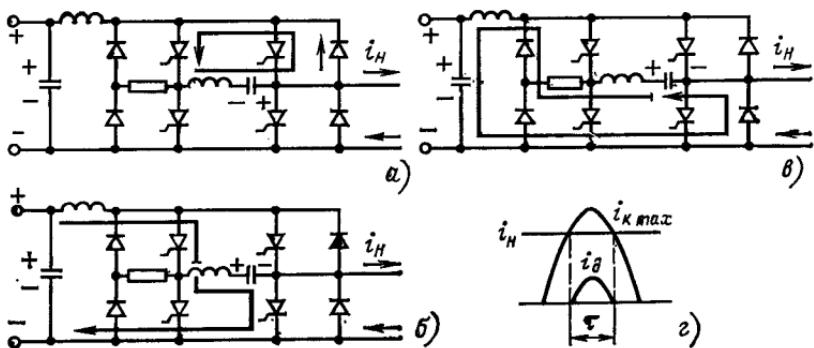


Рис. 3.54

В первом импульсе процесса коммутации начальные условия:

$$i_{k0} = 0; \quad u_{C0} = +u_c.$$

Полярность напряжения  $u_c$  соответствует рис. 3.51,  $E=0$ ,

$$\left. \begin{aligned} i_k &\approx \frac{-u_c}{\omega L} \sin \omega_0 t e^{-\alpha t}; \\ u_c &= u_{C0} \cos \omega_0 t e^{-\omega_0 t / 2Q}. \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

В конце интервала при  $t=t_3$

$$i_k = i_h = \frac{u_{C0}}{\omega L} \sin \omega t_1 e^{-\omega t_1 / 2Q},$$

$$u_i = -u_{C0} \cos \omega t_1 e^{-\omega t_1 / 2Q}.$$

Для второго импульса  $t > t_3$  начальные условия:  $E = u_h$ ;  $u_{c0} = u_1$ ;  $i_{k0} = i_h$  и

$$i_k = \left[ \frac{u_h - u_1}{\omega L} \sin \omega t + i_h \cos \omega t \right] e^{-\omega t/2Q};$$

$$u_c = u_h + [\omega L i_h \sin \omega t - (u_h - u_{c0}) \cos \omega t] e^{-\omega t/2Q}.$$

В конце импульса при  $t = t_5$ :  $i_k = i_h$ ;  $u_c = U_c$ ,

$$u_c = u_h + [\omega L i_h \sin \omega t_5 - (u_h - u_1)].$$

Для расчета коммутации инвертора наиболее важным является уравнение первого импульса коммутации (3.37). Это уравнение трансцендентное и приходится применять численные и графические методы, например на основе двух расчетных функций от  $\chi$  [27].

Первую расчетную функцию  $g(\chi)$  найдем из синусоидальной функции первого импульса (рис. 3.54, *г*), учитывая (3.32):

$$\cos \frac{\omega t}{2} = \frac{i_h}{i_{hmax}} = \frac{1}{\chi}.$$

Подставив сюда  $\omega$  из (3.36), получим:

$$g(\chi) = \sqrt{\frac{\tau}{LC}} = 2 \arccos \frac{1}{\chi}.$$

Вторая расчетная функция  $h(\chi)$  находится из выражения запаса энергии, необходимого для прекращения тока силового тиристора,

$$W_r = \frac{1}{2} C U_c^2 = \frac{1}{2} L i_{kmax}^2 = \frac{1}{2} \sqrt{LC} U_c i_{kmax}.$$

Подстановка  $\sqrt{LC}$  дает:

$$W_r = \frac{1}{2} \frac{\tau}{2 \arccos(1/\chi)} U_c \chi i_h,$$

откуда

$$h(\chi) = \frac{\chi}{4 \arccos(1/\chi)} = \frac{W_r}{U_c i_h \tau}.$$

Найденные функции  $g(\chi)$  и  $h(\chi)$  построены на рис. 3.55.

Значения параметров  $U_c$ ,  $i_h$ ,  $\tau$  и  $\chi$  выбираются для максимального тока нагрузки и минимального напряжения ис-

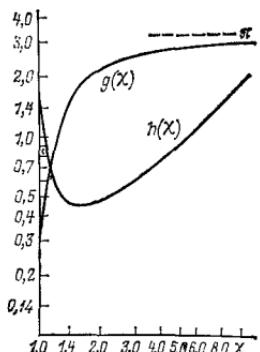


Рис. 3.55

точника питания  $E$ . Пометим эти расчетные значения звездочкой.

Искомые параметры элементов коммутирующего контура

$$C_k = \frac{\chi^*}{g(\chi^*)} \frac{i_h^* \tau^*}{U_c^*} = 0,893 \frac{i_h^* \tau^*}{U_c^*}; \quad (3.38)$$

$$L_k = \frac{1}{\chi^* g(\chi^*)} \frac{U_c^* \tau^*}{i_h^*} = 0,397 \frac{U_c^* \tau^*}{i_h^*}. \quad (3.39)$$

В качестве оптимальных значений приняты  $\chi^* = 1,5$  (когда  $h(\chi)$  имеет минимум), а  $g(\chi^*) = 1,68$ .

Собственная частота колебательного контура

$$f_k = \frac{1}{2\sqrt{LC}} = \frac{g(\chi^*)}{2\pi\tau^*} = \frac{0,267}{\tau^*}.$$

Для учета потерь коммутирующего контура значение  $U_c^*$  в (3.38) и (3.39) следует умножить на  $e^{-\pi/4Q}$ .

Потери энергии за одну коммутацию (без учета потерь за время второго импульса  $i_k$ )

$$W_k = \frac{1}{2} C U_c^2 (1 - e^{-\pi/Q}) \approx \frac{1}{2} (L_k + L_\phi)^2.$$

Полные коммутационные потери

$$W_{k\Sigma} = 2f_{\text{нес}} W_k,$$

где  $f_{\text{нес}}$  — несущая частота.

Потери холостого хода определяются как разность энергии конденсатора до и после коммутации:

$$W_x = \frac{1}{2} C (U_{c2}^2 - U_{c1}^2).$$

Система управления инвертором должна исключать возможность прохождения сигнала на изменение режима до окончания процесса коммутации тока в вентилях. Конструкция и монтаж должны максимально возможно ограничивать наводки и помехи из-за высоких значений несущей частоты. Защита от чрезмерных  $di/dt$  осуществляется индуктивностями. Для защиты от больших  $du/dt$  служат

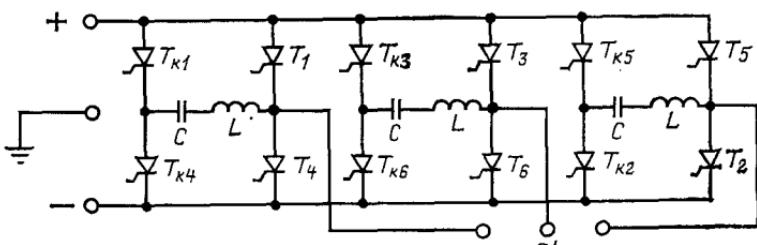


Рис. 3.56

резисторы и конденсатор, включенные последовательно с дросселем  $L_1$ . Этот дроссель кроме упомянутых выше функций выполняет важную роль при защите тиристоров плавкими предохранителями, так как ограничивает скорость нарастания тока при аварийном открытии одновременно тиристоров главных или вспомогательных.

Трехфазные инверторы строятся параллельным соединением трех однофазных инверторов и обеспечением согласованного управления силовыми и вспомогательными (коммутирующими) тиристорами посредством специальных логических схем.

На рис. 3.56 показана упрощенная (без обратных диодов) схема трехфазного инвертора Мак-Мурри. Тиристоры перенумерованы в порядке включения. Форма выходных напряжений инвертора и последовательность во времени импульсов, открывающих силовые  $T_1—T_6$  и коммутирующие  $T_{k1}—T_{k6}$  тиристоры, показана на рис. 3.57.

На рис. 3.58 показана упрощенная логическая схема управления тиристорами [7]. Выход схемы имеет шесть цепей для управления включением силовых тиристоров  $T_1—T_6$  и шесть цепей для управления их выключением путем включения коммутирующих тиристоров  $T_{k1}—T_{k6}$ .

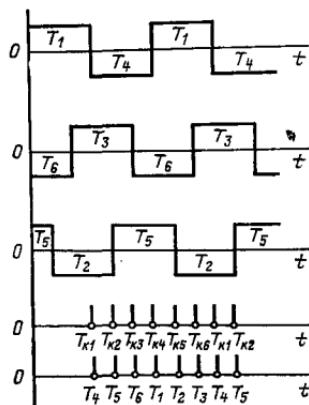


Рис. 3.57

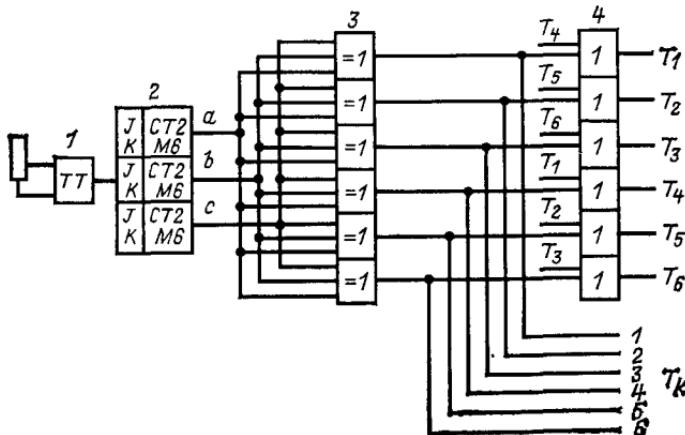


Рис. 3.58

Логическая схема управления состоит из следующих основных блоков: мультивибратора, задающего частоту напряжения инвертора; бинарного кольцевого счетчика по модулю шесть; логической схемы из шести комбинированных элементов НЕ—ИЛИ с тремя входами; логической схемы из шести комбинированных элементов НЕ—ИЛИ с двумя входами каждый.

Частота задающего мультивибратора изменяется регулированием резисторов. В более совершенных схемах применяются сложные схемы с кварцевыми стабилизаторами и делителями частоты.

Кольцевой счетчик состоит из трех триггеров, которые в сочетании с шестью комбинированными элементами НЕ—ИЛИ на три входа  $a$ ,  $b$ ,  $c$  каждый выдают последовательность импульсов, включающих коммутирующие тиристоры, согласно следующей таблице:

Номер выхода триггера:	$a$	1	0	1	0	1	0
	$b$	1	1	0	0	1	1
	$c$	1	1	1	1	0	0
Номер коммутирующего тиристора	$T_k$	1	2	3	4	5	6

Импульсы с выходов схемы разветвляются. С шести выходов 1—6 они поступают непосредственно на коммутирующие тиристоры. С других шести выходов включение силовых тиристоров  $T_1$ — $T_6$  осуществляется через шесть комбинированных элементов запрета НЕ—ИЛИ с двумя входами каждый. На вторые входы поступают сигналы от силовых тиристоров, показывающих на состояние: включен или выключен. Благодаря этому элементы запрещают включение одного силового тиристора, если включен другой в той же фазе, т. е. запрещено включение  $T_1$  вместе с  $T_4$ ,  $T_2$  с  $T_5$  и  $T_3$  с  $T_6$ .

Эта основная схема, обеспечивающая нормальную работу инвертора с принудительной импульсной коммутацией, на практике дополняется блокирующими элементами, необходимыми для нормальных условий пуска, остановки и защиты.

При достаточно большой индуктивности на входе инвертора питающую его сеть можно рассматривать как генератор постоянного тока, а ток двигателя, — как независимую переменную. Как уже говорилось, такие инверторы называют инверторами тока. Электроприводы с инверторами тока имеют некоторые преимущества по сравнению с инверторами напряжения. Инвертор тока обладает обратимостью, т. е. способностью передавать энергию в обоих направлениях только при одном вентильном коммутаторе: ток про-

текает в одном и том же направлении, а напряжение при рекуперации энергии меняет знак.

В большинстве случаев инверторы тока строятся на схемах с отсекающими диодами (см. рис. 3.59). Вентили коммутатора распределяют ток по фазам двигателя почти прямоугольной формы при длительности полуволн  $120^\circ$ .

При коммутации к тиристорам приложено напряжение коммутирующего конденсатора, а к диодам — напряжение, равное сумме напряжений конденсатора и двигателя. Напряжение на диодах имеет максимальное значение в генераторном режиме, когда оно может вдвое превышать напряжение коммутирующего конденсатора. Ток через тиристоры и диоды составляет  $1/3$  тока питающего источника. Для ограничения  $di/dt$  в контуре коммутации устанавливаются дроссели.

Двигатель используется на 90—95%. Спектр высших гармоник независимо от параметров машины может быть определен по формуле

$$I_{dk} = \frac{1}{k} I_{1d},$$

$$I_{1d} = \frac{3}{\pi} I_d; \quad I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{v,n},$$

где  $k=6n\pm 1$  (т. е. 5, 7, 11, 13 ...);  $i_{v,n}$  — ток, питающий инвертор.

Электропривод с инверторами тока рекомендуется применять в диапазоне мощности 10—500 кВт для привода вентиляторов, насосов, центрифуг, станков и т. п., а также в электротяге (см. § 5.3).

Его характерный недостаток — он не может работать на холостом ходу (с отключенным двигателем). При глубоком регулировании частоты возникает необходимость в отдельном источнике постоянного тока для коммутации.

Наибольшее распространение получили, однако, инверторы напряжения. Они позволяют строить преобразователи частоты с практически неограниченным диапазоном регулирования частоты (при ШИМ для одно- и многодвигательных приводов с замкнутыми и разомкнутыми системами управления и самыми разнообразными характеристиками).

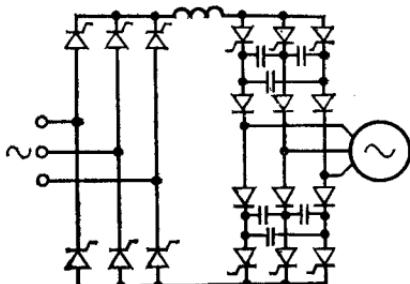


Рис. 3.59

Емкость конденсаторов у них меньше, чем у инверторов тока, но они требуют большего числа вентиляй.

Заметим, что с инверторами тока лучше сочетаются двигатели с небольшими индуктивностями рассеяния а к инверторам напряжения, наоборот, больше подходят двигатели с большим рассеянием.

### 3.7. ФОРМИРОВАНИЕ И РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ И ЧАСТОТЫ

Система регулирования преобразователей частоты должна обеспечить выполнение трех основных функций:

регулирование частоты в требуемом диапазоне, в наиболее общем случае от нуля до номинальной и выше;

регулирование амплитуды напряжения независимо от частоты;

формирование напряжения с возможно лучшим приближением к синусоидальной форме по всему диапазону регулирования.

Известно большое число разных способов решения этих задач, но главным признаком, разделяющим их, является способ питания автономного инвертора. Если исключить питание непосредственно от сети переменного тока в НПЧ, остается два вида двухзвенных преобразователей с выпрямителями, питающими автономный инвертор — управляемым и неуправляемым выпрямителем. Регулирование частоты в обоих случаях осуществляется инвертором.

Регулирование напряжения в первом случае выполняется выпрямителем, во втором — прерывателем (импульсным регулятором) или инвертором.

Регулирование напряжения управляемым выпрямителем применяется при сравнительно небольших диапазонах регулирования напряжения порядка от 10 : 1 до 20 : 1, так как с понижением напряжения увеличивается пульсация напряжения, затрудняется фильтрация и ухудшаются условия коммутации инвертора, что вынуждает применять дополнительный источник напряжения специально для коммутации.

Значительное уменьшение пульсаций дает времязаданное импульсное регулирование постоянного напряжения неуправляемого выпрямителя посредством вентильных прерывателей, работающих на повышенных частотах квантования (1000 Гц и выше).

Частота автономных инверторов в подавляющем большинстве случаев задается по разомкнутому циклу непод-

средствено от специальных задатчиков частоты — генераторов сигналов управляемой частоты.

Простой релаксационный *RC*-генератор на транзисторах может обеспечить удовлетворительную точность порядка  $\pm 0,5\%$  при обычных температурных условиях. Эта точность существенно повышается термостатированием задатчика. В случаях, требующих большей точности, применяются стабилизированные камертонные или кварцевые генераторы, обеспечивающие стабильность частоты порядка 0,001 %. Для регулирования применяются схемы деления частоты.

В случаях, когда управление частотой осуществляется по замкнутому циклу аналоговым способом, необходимо применение задатчиков, частота которых управляется сигналом постоянного напряжения или тока. Такие задатчики строятся обычно на основе мультивибраторов с нелинейным релейным элементом. Старейшим примером такого задатчика служит популярная схема магнитно-транзисторного преобразователя (Ройера) [3].

Для регулирования амплитуды напряжения на выходе инвертора при питании его от неуправляемого выпрямителя основным методом стала широтная и широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Известно много разных вариантов модуляции, рассмотрим вкратце наиболее важные.

Простейшим способом регулирования напряжения является формирование на каждом периоде выходной, рабочей частоты двух разнополярных импульсов и регулирование их длительности относительно периода. Так как с изменением частоты продолжительность периода меняется, то точнее говорить об изменении периода при постоянной ширине импульса.

Как было показано выше, для поддержания постоянства полного потока по всему диапазону регулирования частоты и напряжения площадь импульса напряжения и, следовательно, при заданной амплитуде его длительность должна быть постоянной, поскольку входное напряжение постоянно:

$$\Phi = \int_0^{T_0/2} e dt = E_m T_u = \text{const.}$$

На рис. 3.60 показана форма напряжения при трех значениях частоты: максимальном, две трети и одна треть. Площадь импульса за полпериода остается неизменной.

Управление периодом при постоянной длительности импульса, или другими словами — относительной шириной

импульса, проще всего показать на примере однофазного мостового инвертора (рис. 3.61). Каждый тиристор инвертора открыт в течение полупериода, но в каждой проводящей в данный полупериод паре последовательно включенных тиристоров,  $T_1$  и  $T_4$  или  $T_2$  и  $T_3$ , проводящий полупериод одного тиристора сдвинут во времени относительно другого тиристора ( $T_4$  относительно  $T_1$  или  $T_3$  относительно  $T_2$ ). Но, так как ток может проходить только когда включены оба тиристора пары, ширина импульса и определяется этим смещением.

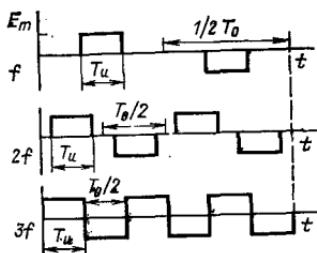


Рис. 3.60

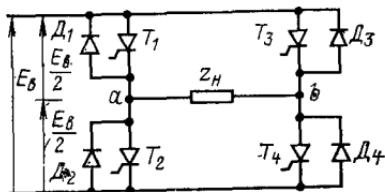


Рис. 3.61

Импульс напряжения (см. рис. 3.60) как функция, обладающая симметрией 4-го рода, разлагается в ряде Фурье с гармониками

$$U_{mk} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(x) \sin kx dx, \quad (3.40)$$

где  $k=2s+1$ ,  $s=0, 1, 2, 3 \dots$

При амплитуде импульса, равной единице, амплитуды гармоник будут:

$$U_{mk} = \frac{4}{k\pi} \sin k \frac{\theta}{2},$$

где  $\theta$  — угловая ширина импульса.

Амплитуда первой полезной гармоники имеет максимум, когда оба тиристора включаются одновременно ( $\theta=\pi/2$ ), и равна

$$U_{m1}=4/\pi.$$

На рис. 3.62 показаны относительные значения гармоник 1, 3, 5 и 7  $U_{mk}/U_{m1}$  в зависимости от длительности импульсов.

Этот же метод регулирования применим и для трехфазного напряжения. Достаточно соединить три инвертора в трехфазную группу (рис. 3.63) с соответствующим соблюдением очередности включения вентилей. При соединении нагрузки в звезду каждый однофазный мост питает одну фазу нагрузки. В линейном напряжении трехфазной схемы исключаются все гармоники, кратные трем, и остаются пятая, седьмая, одиннадцатая и т. д., амплитуды которых определяются тем же графиком на рис. 3.62.

Если соединить шесть однофазных мостовых схем, то исчезнут все гармоники ниже одиннадцатой в широком диапазоне регулирования. Применение этой схемы оправдывается, если 24 вентиля необходимы, чтобы обеспечить требуемую мощность.

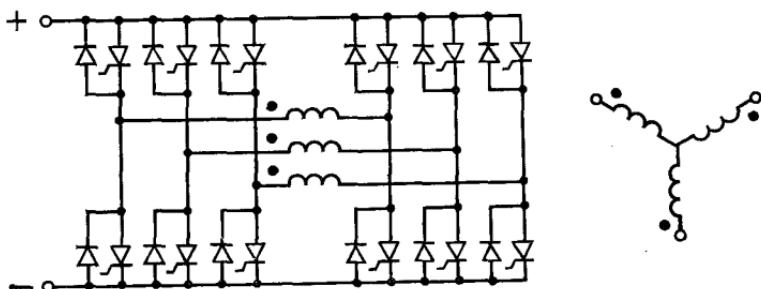


Рис. 3.63

Следующий шаг в расширении возможностей формирования напряжения однофазного инвертора (см. рис. 3.61) дает использование двух одинаковых импульсов на полупериоде (рис. 3.64) путем изменения двух их параметров—длительности импульсов  $\theta$  и их фазы  $\psi$ , отнесенной к середине импульса. Функция импульсов также обладает симметрией 4-го рода, и ее гармоники определяются тем же интегралом (3.40). Амплитуды гармоник будут

$$U_{mk} = \frac{4}{\pi} \sin k \frac{\theta}{2} \sin k\psi,$$

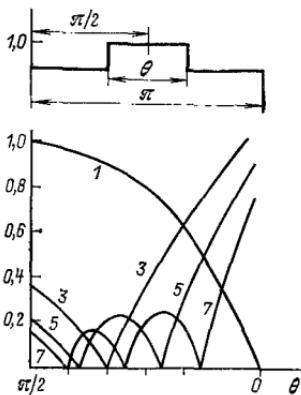


Рис. 3.62

где  $k=2s+1$ ,  $s=0, 1, 2, 3 \dots$ ;  $\psi_1$  — фаза середины первого импульса.

В силу симметрии  $\psi_2=\pi-\psi_1$ . Параметр  $\theta$  — длительность импульсов используется для регулирования уровня напряжения, т. е. амплитуды первой гармоники, а параметр  $\phi$ , определяющий фазу импульсов, служит для подавления высших гармоник. Фазы начал импульсов:

$$\varphi_1=\psi_1-\theta/2; \quad \varphi_2=\psi_2+\theta/2.$$

При  $\psi_1=\pi/3$ ,  $\psi_2=2\pi/3$  исчезают все гармоники, кратные трем. На рис. 3.64 показана зависимость относительных амплитуд гармоник от длительности импульсов. Рис. 3.65 поясняет способ формирования напряжения с двумя импульсами за полупериод.

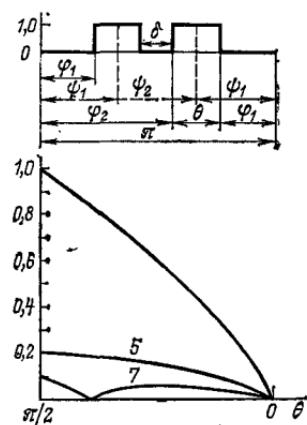


Рис. 3.64

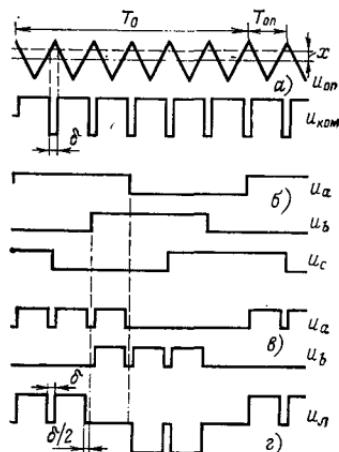


Рис. 3.65

Наложение в компараторе пилообразного опорного напряжения  $u_{оп}$  несущей частоты  $f_{оп}=1/T_{оп}$  на постоянное смещение (рис. 3.65,а) задает паузу между импульсами  $\delta$  в выходном сигнале компаратора  $u_k$ . Последний модулирует напряжение трех фаз  $u_a$ ,  $u_b$  и  $u_c$  кольцевого счетчика (рис. 3.65,б), который выдает модулированное напряжение (рис. 3.65,в), управляющее тиристорами так, что сложение каждой пары фазных напряжений формирует линейное напряжение требуемой формы  $u_l$  с периодом  $T_0$  (рис. 3.65,г).

Верхний и нижний пределы модулирующего угла  $\delta$  при данной частоте инвертора  $f_1$  и заданном отношении несущей частоты  $f_{оп}$  к  $f_1$  ограничены характеристиками силовых тиристоров — временем выключения по основной цепи.

В результате граница рабочей области выходных характеристик инвертора ограничена сверху минимально допустимой паузой  $\delta$ , снизу максимальной длительностью импульса (которая также зависит от  $\delta$ ), справа — несущей частотой, увеличение которой ограничивает потери на коммутацию.

На рис. 3.66 показаны рабочие области зависимости относительного выходного напряжения от рабочей частоты инвертора при следующих условиях:

$$\xi = f_{\text{нес}} / f_1 = 12, \delta_{\min} = 300 \text{ мкс}, f_{\text{несmax}} = 720 \text{ Гц}.$$

Несущая частота, выбранная из условий приемлемых искажений формы напряжения при верхнем значении рабочей частоты, оказывается нежелательно высокой в нижнем диапазоне частот из-за потерь на коммутацию, пропорциональных несущей частоте. Для получения лучшего компромисса между искажениями формы напряжения, т. е. амплитудами гармоник, и потерями на коммутацию применяют системы с переменной, ступенчатой по диапазону регулирования, несущей частотой с адаптивным управлением перехода с одной ступени на другую.

Переключения с одного значения несущей частоты на другое осуществляются в зависимости от отношения несущей частоты к рабочей и, следовательно,  $\xi$  в зависимости от гармонического состава выходного тока инвертора (на рис. 3.66  $\xi = 6 \div 24$ ; при частоте 60 Гц  $\xi = 12$ ). С этой целью адаптивная система управления измеряет текущие значения длительности импульса, нулевой паузы и несущей частоты и выдает сигнал в течение каждого периода рабочей частоты инвертора, поддерживая автоматически оптимальное значение отношения  $\xi$  [33].

Реже применяется улучшение формы напряжения путем увеличения числа импульсов до трех на полупериоде [7].

Хороший результат дает каскадное соединение двух и более инверторов через вторичные обмотки их трансформаторов, как это показано на рис. 3.67. Напряжение на нагрузке является в этом случае геометрической суммой напряжений отдельных инверторов и может плавно регулироваться от нуля до максимального значения смещением фаз открытия отдельных инверторов. Этот способ особенно

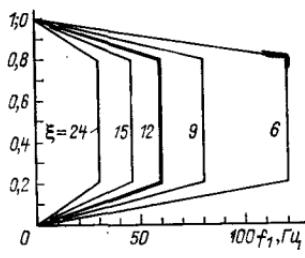


Рис. 3.66

но эффективно используется в установках большой мощности вместо параллельного соединения тиристоров.

В другом случае используют комбинированное в звезду и треугольник напряжений двух обмоток на каждой фазе. Первичные напряжения выходных трансформаторов обоих инверторов сдвинуты по фазе на  $30^\circ$ , а вторичные их обмотки соединены последовательно. На рис. 3.68, а и б показаны векторные и временные диаграммы для этого случая.

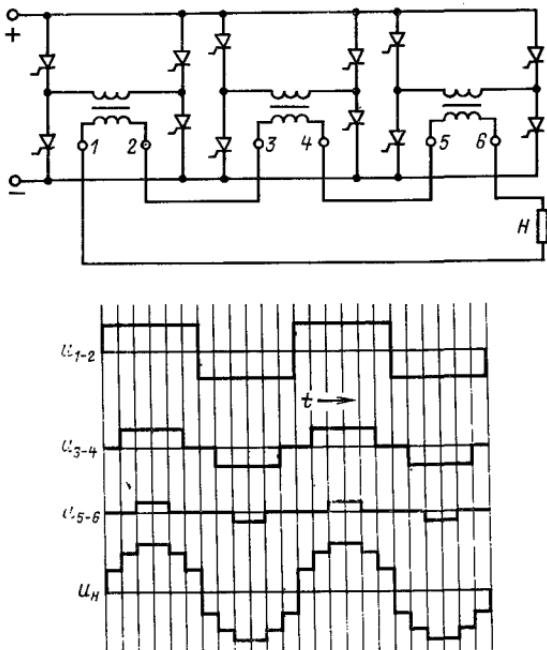


Рис. 3.67

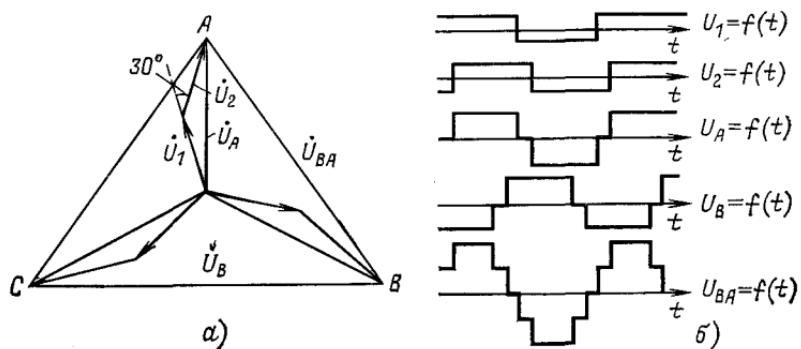


Рис. 3.68

$U_1$  и  $U_2$  — вторичные напряжения выходных трансформаторов двух инверторов одной фазы  $A$ ;  $U_A$  и  $U_B$  — фазные напряжения фаз  $A$  и  $B$  соответственно;  $U_{BA}$  — линейное напряжение между фазами  $A$  и  $B$ .

Большое практическое значение имеет широтно-импульсная модуляция однополярных (рис. 3.69, а) и разнополярных (рис. 3.69, б) импульсов по закону, обеспечивающему возможно лучшее подавление высших гармоник, т. е. возможно более чистое выделение полезной гармоники.

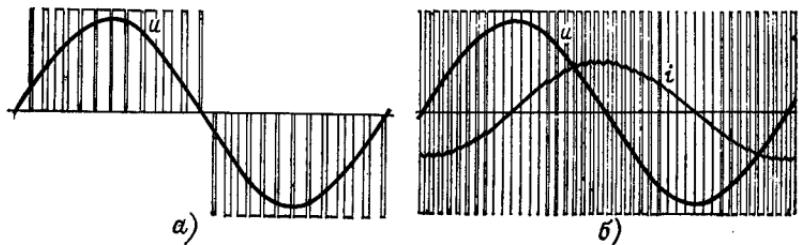


Рис. 3.69

полярных (рис. 3.69, б) импульсов по закону, обеспечивающему возможно лучшее подавление высших гармоник, т. е. возможно более чистое выделение полезной гармоники.

Одним из способов получения ШИМ является сравнение напряжения сигнала несущей частоты треугольной формы  $u_{\text{оп}}$  с командным напряжением  $u_k$  выходной частоты (рис. 3.70). В результате образуется серия импульсов одинаковой амплитуды, но разной длительности, полезная составляющая которой имеет форму синусоиды заданной частоты и амплитуды.

Действительно, среднее значение напряжения в каждом  $n$ -м интервале квантования продолжительностью  $T_k = \text{const}$  составляет:

$$u_n = E \chi_n,$$

где  $\chi = t_n/T_k$  — коэффициент заполнения;  $t_n$  — продолжительность импульса.

Для регулирования напряжения коэффициент заполнения должен изменяться во времени по закону, близкому к синусоиде

$$\chi_n = \chi_m \sin n \omega_b T_k = \chi_m \sin 2\pi n T_k / T_b,$$

амплитуда которой определяет амплитуду выходного напряжения, а период  $T_b = 2\pi/\omega_b$  — его круговую частоту.

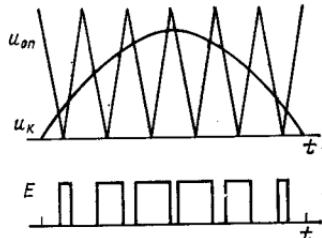


Рис. 3.70

В результате из импульсов формируется ступенчатая синусоида, которую можно записать суммой импульсов  $u_n$ :

$$u_b = E \sum_n I \alpha_n \sin 2\pi n T_k / T_b,$$

где  $I$  — единичный импульс.

Ступенчатая синусоида может быть выражена непрерывной функцией

$$u_b = E \alpha(\gamma) \sin \int_0^t \omega_b(\alpha) dt + \Delta,$$

где  $\alpha$  и  $\gamma$  — параметры управления частотой и напряжением могут рассматриваться как независимые функции, а частота  $\omega_b(\alpha)$  и параметр напряжения  $\alpha(\gamma)$  при управлении — непрерывные функции времени  $\omega_b[\alpha(t)]$  и  $\alpha(\gamma(t))$ .  $\Delta$  — искажения квантования, которые являются случайной функцией — шумом квантования, сильно коррелированным с сигналом управления.

Для получения способом ШИМ трехфазного напряжения могут быть использованы один генератор несущей частоты и задатчик трехфазного командного управляемого напряжения.

Широтно-импульсная модуляция позволяет получить широкий диапазон регулирования скорости и хорошие режимы работы при самых низких скоростях, вплоть до нуля, когда двигатель развивает пусковой момент.

С понижением частоты число импульсов на период растет и это улучшает коэффициент формы напряжения, который, естественно, тем лучше, чем выше несущая частота. Верхний предел несущей частоты ограничен необходимостью гарантировать паузу, необходимую для восстановления запирающей функции тиристора. Самый короткий непроводящий интервал между импульсами должен быть больше, чем нормированное время выключения по основной цепи тиристоров.

Гармонический состав спектра искажений полезной составляющей напряжения (точнее говоря — детерминистской идеализации шума квантования) зависит от ряда факторов — способа модуляции, отношения несущей частоты к полезной  $\xi$  и др. Исследования в ряде работ приводят к выводу, что это отношение не должно быть ниже 8, но с ростом несущей частоты пропорционально растут потери на коммутацию и снижается использование источника постоянного тока. Поэтому целесообразно понижать несущую частоту с понижением рабочей частоты, как в описанном

выше способе «нулевой паузы». Модуляция синусоидой дает низкий уровень шумов квантования и в замкнутых системах управления получается автоматически, например при задании потока (см. § 4.3).

В общем случае шумы квантования являются случайной функцией относительной фазы пилообразного опорного напряжения  $u_{\text{оп}}$  и задающего синусоиду сигнала  $u_x$ , но можно получить их аналитическое выражение в частных идеализированных случаях целочисленных отношений несущей и рабочей частот  $\xi$  и удобных фазовых соотношений.

Частоты высших гармоник являются комбинациями несущей  $f_{\text{нес}}$  и рабочей  $f_1$  частот:

$$f_n = n_1 f_{\text{нес}} \pm n_2 f_1,$$

где  $n_1, n_2$  — целые числа.

Применяется также способ ШИМ с одинаковой шириной импульсов и пауз, но с регулируемым числом их на период, подробно освещенный в [32].

Область преимущественного применения ШИМ — приводы с широким диапазоном регулирования скорости и особо высокими требованиями к характеристикам в зоне самых малых (ползучих) скоростей.

### 3.8. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Транзисторы отличаются от тиристоров прежде всего способом управления. Управляющая цепь транзистора может плавно изменять сопротивление и ток главной цепи, а управляющая цепь тиристора может только открыть главную цепь (как ключ), но не может ее закрыть. Однако это различие в схемах инверторов сглаживается, потому что в инверторах транзисторы, как правило, применяют в ключевом режиме с целью максимального использования допустимой мощности вентиля.

Сущность ключевого режима заключается в том, что транзистор может находиться длительно только в одном из двух состояний (рис. 3.71): или в точке  $a$  максимального напряжения и минимального тока коллектора (режим отсечки), или в точке  $b$  максимального тока и минимального напряжения коллектора 1—2 В (режим насыщения). Первый режим соответствует закрытому, а второй — открытому состоянию тиристора. Поэтому в ключевом режиме тиристоры работают с максимальным коэффициентом использования.

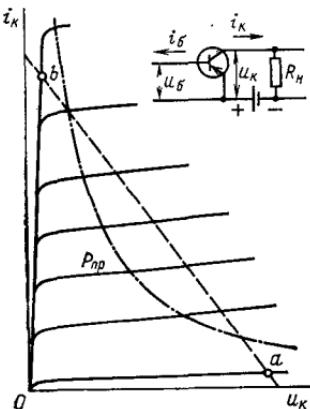


Рис. 3.71

шетчатой функции, определяющей моменты открытия и закрытия.

Другой важной особенностью транзисторов является то, что они допускают использование на более высоких частотах. Это позволяет регулирование напряжения и частоты осуществлять по методу ШИМ, причем частота несущей может во много раз превышать рабочую частоту, достигая десятков килогерц.

На рис. 3.72 показана схема однофазного транзисторного инвертора, питаемого от источника напряжения без

Так как состояние транзисторов непрерывно, т. е. во всех точках оси времени зависит от сигнала управления, то последний в транзисторных инверторах должен иметь вид прямоугольной волны напряжения. Соответственно двум возможным значениям сигнала транзистор занимает одно из двух крайних положений на характеристике рис. 3.71 (a или b).

В тиристорных же инверторах сигнал управления может иметь вид последовательности кратковременных, в идеализации — мгновенных, импульсов, т. е. решетчатой функции, определяющей моменты открытия и закрытия.

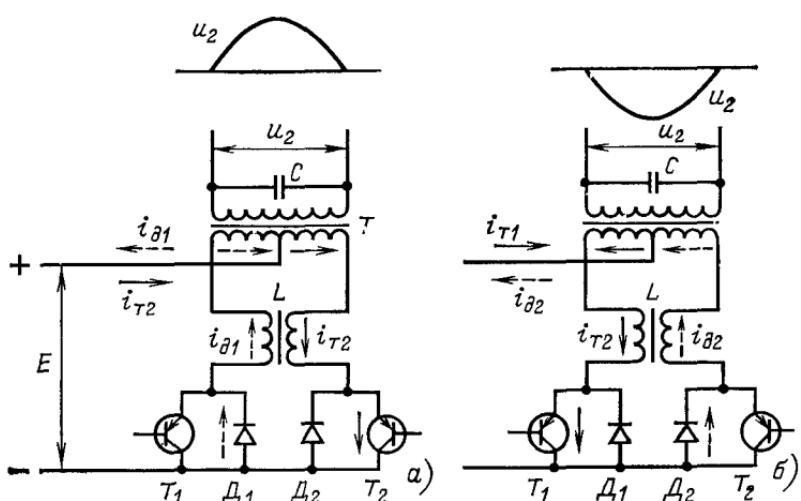


Рис. 3.72

средней точки и работающего в двухтактном режиме [35].

В первом такте формируется положительная полуволна выходного напряжения инвертора (рис. 3.72, а) и открыт транзистор  $T_2$ , а во втором — отрицательная и открыт транзистор  $T_1$ . В той и другой полуволнах транзисторы открыты в течение импульсов и закрыты в течение пауз между ними. Внутри каждого периода квантования в одной, например, положительной полуволне выходного напряжения открыт транзистор  $T_2$  и проводит ток  $i_{T2}$  (сплошные стрелки на рис. 3.72, а). Часть энергии источника передается че-

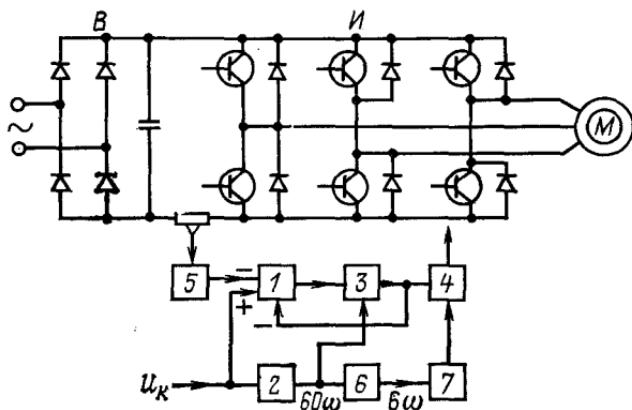


Рис. 3.73

рез правую полуобмотку трансформатора на заряд конденсатора  $C$ , а другая часть расходуется на накопление электромагнитной энергии в правой обмотке дросселя  $L$ . В паузе периода квантования сигнал управления закрывает транзистор  $T_2$ . Цепь тока (пунктирные стрелки) замыкается теперь через диод  $D_1$  и левую половину дросселя  $L$ , который возвращает свою электромагнитную энергию в источник питания, меняя знак. Но протекая теперь в левой полуобмотке трансформатора, он сохраняет знак его МДС и продолжает заряжать конденсатор. Этот процесс повторяется, а знак МДС сохраняется во всем положительном полупериоде.

Во втором такте (рис. 3.72, б) формируется отрицательная полуволна выходного напряжения, знак МДС меняется на обратный, конденсатор  $C$  разряжается и процесс происходит аналогично первому такту, но роли левой и правой схемы меняются.

Простое комбинирование таких однофазных инверторов при соответствующем сдвиге фаз последовательностей им-

пульсов управляющих сигналов позволяет строить многофазные преобразователи частоты данного вида.

На рис. 3.73 показана одна из простейших схем транзисторного электропривода с короткозамкнутым двигателем.

Инвертор питается от сети через неуправляемый выпрямитель *B*, шунтированный конденсатором. Трехфазный мост инвертора *И* состоит из шести транзисторов, шунтированных обратными диодами.

Управление осуществляется командным сигналом  $u_r$ , который разветвляется на две цепи: управление напряжением — через регулятор напряжения *5*, *1* и управление частотой — через блок преобразования напряжение — частота *2* и блок *6*, задающий частоту на выводах двигателя определяемом им отношением напряжению.

Регулятор напряжения модулирует через генератор импульсов *3* и модулятор *4* длительность импульсов сигнала управляющего транзисторам на несущей частоте, в 60 раз превышающей выходную частоту инвертора. Для управ-

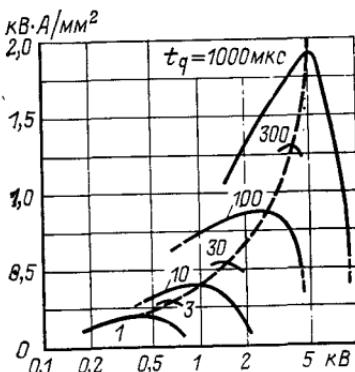


Рис. 3.74

ления частотой последнего несущая частота уменьшается делителем частоты *6* в десять раз, после чего сигнал поступает на кольцевой счетчик *7*, а затем на модулятор *4*. Формирование управляющих импульсов осуществляется подобно рис. 3.70, наложением в блоке *3* треугольного сигнала на несущей частоте на сигнал рабочей частоты с последующим их вычитанием [36].

Улучшение качества силовых транзисторов позволяет увеличить мощности транзисторных инверторов. В связи с этим представляется интерес уточнение границ области рационального применения транзисторов и тиристоров.

Использование тиристоров определяют три основных параметра: прямой ток, обратное напряжение и время выключения по основной цепи.

На рис. 3.74 показаны кривые удельной мощности (мощность на единицу площади кристалла)  $\text{kV}\cdot\text{A}/\text{мм}^2$ , коммутируемой тиристором в зависимости от обратного напряжения вентилей при разных значениях времени выключения по основной цепи  $t_q$  [37].

Эти кривые показывают, что удельная мощность тиристоров растет с увеличением обратного напряжения, но быстро уменьшается.

с увеличением их рабочей частоты, которая ограничивается временем выключения  $t_q$ .

Верхняя граница области лежит ниже 2 кВ·А/мм<sup>2</sup> при обратном напряжении 5 кВ и при времени выключения по основной цепи  $t_q = 1000$  мкс, что соответствует нижней границе промышленных частот. Нижняя же граница при высоких частотах  $t_q = 1$  мкс и обратном напряжении 0,5 кВ оказывается ниже, чем у транзисторов, способных коммутировать ток на частотах 100 кГц.

Применяемые на практике самые большие тиристоры для преобразования энергии на промышленной частоте имеют  $U_{раб} = 3 \div 3,5$  кВ и  $t_q = 300$  мкс. У высокочастотных тиристоров с  $t_q = 10 \div 30$  мкс рабочее напряжение не превосходит 1,2—1,5 кВ. Эти пределы обусловлены физическими свойствами кремния, и улучшение характеристик происходит преимущественно за счет увеличения размеров вентиляй (с диаметра кристалла 36 мм в 1970 г. до 75 мм в 1980 г.), усовершенствования технологии, охлаждения и изоляции [38].

Недостатком тиристоров, снижающим их надежность и требующим применения специальных ограничивающих цепочек, является их чувствительность к скорости нарастания напряжения и тока.

Номенклатура современных тиристоров весьма разнообразна. Напряжение изменяется от 50 до 5000 В, рабочий ток от 2 до 1000 А, частота от 50 Гц до 20 кГц. Типичные характеристики тиристоров одной из моделей с диаметром структуры 50 мм:

Напряжение, В . . . . .	1500	2500	4000
Средний ток, А . . . . .	1200	980	710
Допустимый ток однократной перегрузки, кА . . . . .	18	16,4	9,7
Рабочая частота, Гц . . . . .	10—400		
$di/dt$ , А/мкс . . . . .	100		
$du/dt$ , В/мкс . . . . .	300		
Напряжение управления, В . . . . .		3,5	
Характеристики быстродействующих тиристоров:			
Напряжение, В . . . . .	1300	1300	
Ток перегрузки, кА . . . . .	7,5	9,3	
Время выключения, мкс . . . . .	15	3,5	
Допустимые:			
$di/dt$ , А/мкс . . . . .	800		
$du/dt$ , В/мкс . . . . .	700		

Транзисторы, разработанные специально для инверторов и преобразователей электроприводов английской фирмой «Вестингауз», рассчитаны на максимальный ток 450 А, напряжение 600 В. Время выключения индуктивной нагрузки при токе 200 А и температуре 125°С составляет 3,5 мкс.

Для увеличения мощности транзисторных инверторов часто применяют параллельное их соединение, что увеличивает и надежность. Однако уже отмечалось создание инвертора всего с одним вентилем в плече на мощность 200 кВ·А при напряжении источника питания 850 В.

Существенным преимуществом транзисторных инверторов является простота схем благодаря отсутствию устройств принудительной коммутации.

Недостатком транзисторов по сравнению с тиристорами является большая чувствительность к перенапряжениям, вследствие чего их нельзя защищать плавкими вставками и необходимо предусматривать другие средства защиты. Кроме того, транзисторы несколько более

чувствительны к перегревам и, следовательно, к перегрузкам по мощности.

Для сравнения тиристоров и транзисторов на рис. 3.75 приведены кривые допустимой плотности тока в переходе в зависимости от обратного напряжения. Для тиристоров построено семейство кривых при разных значениях времени выключения по основной цепи, а для транзисторов — семейство кривых при разных значениях удельной мощности, Вт/мм<sup>2</sup>.

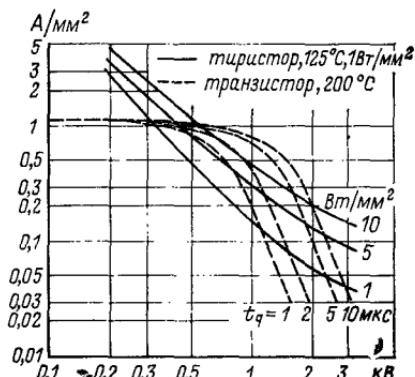


Рис. 3.75

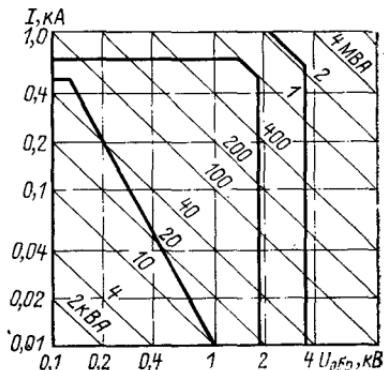


Рис. 3.76

Для ориентировки в выборе вида вентилей на рис. 3.76 приведен график: прямой ток в зависимости от обратного напряжения. Толстыми линиями обозначены границы рабочей области для транзисторов, высокочастотных и обычных тиристоров. Косыми линиями показаны границы допустимой рассеиваемой мощности в кВ·А. График построен на основании наиболее распространенных промышленных вентилей [37].

## Глава четвертая

# О ДИНАМИКЕ УПРАВЛЕНИЯ

## 4.1. ЧАСТОТНЫЙ ПУСК, РЕВЕРС И ТОРМОЖЕНИЕ

При исследовании переходных процессов в электроприводах с асинхронными двигателями в первом приближении пренебрегают электромагнитными переходными процессами и ограничиваются электромеханическими, считая, что время установления электромагнитных процессов пре-небрежимо мало по сравнению с механическими процессами изменения угловой скорости и момента, которые замедлены моментами инерции системы привод — рабочая машина.

Аналитическое исследование и тем более расчет электромагнитных процессов встречают большие трудности из-

за существенной нелинейности системы дифференциальных уравнений, описывающих двигатель, обусловленной тем, что момент выражается через произведение токов (см. § 4.3). Кроме того, не всегда можно пренебречь насыщением стали машины. Поэтому представляется целесообразным во многих случаях аналитическое исследование переходных процессов ограничивать электромеханическими процессами, а электромагнитные процессы исследовать с помощью аналогового и цифрового моделирования. Методика последнего разработана в настоящее время довольно полно и представляет самостоятельный вопрос. Поэтому рассмотрим сначала механические переходные процессы частотного управления, которые можно основывать на характеристиках электропривода, полученных в установившемся режиме и рассмотренных в гл. 1.

При таком подходе в ряде случаев электромагнитные процессы можно исследовать в стационарном режиме, считая скорость постоянной, что существенно облегчает задачу.

Рассмотрим сначала качественную сторону переходных процессов пуска, реверса и торможения короткозамкнутого асинхронного двигателя при управлении плавным изменением частоты в номинальном режиме  $U/f=\text{const}$ .

С этой целью воспользуемся методом фазовых траекторий, но не в обычно применяемой системе координат (производная в зависимости от самой координаты), а в координатах механических характеристик двигателя скорость—момент (см. 2.8,б).

В применении к исследованию задач динамики электропривода такая система координат более удобна. Она устанавливает соотношение между параметрами двигателя и его статической и динамической нагрузкой, описываемой при переходных процессах траекторией, изображающей точки  $\omega$ ,  $M$  с временем в качестве параметра.

Все дальнейшие рассуждения и выводы можно распространить и на управление группой одинаковых двигателей при условии, что изменение их скорости в процессе управления происходит строго синхронно.

Пусть цикл частотного управления — пуск, реверс и торможение начинается с процесса пуска увеличением частоты статора при включенном на преобразователь неподвижном двигателе (рис. 4.1, точка  $O$ ). С возрастанием частоты, т. е. параметра управления  $a$ , момент двигателя растет, переходя с одной характеристики  $a=\text{const}$  на другую при неподвижном двигателе, т. е.  $\beta=0$ . Когда он пре-

высит значение, равное статическому моменту (точка 1), двигатель начинает разбег. В этой граничной точке, как и во всей рассмотренной области неподвижного двигателя, частота ротора равна частоте статора, т. е.  $\alpha = \beta$ , так как угловая скорость ротора  $\omega = 0$ .

С дальнейшим повышением частоты изображающая точка  $\omega_1$ ,  $M$ , переходя с одной характеристики  $\alpha = \text{const}$  на другую, описывает в плоскости механических характеристик некоторую кривую — траекторию, для которой время является параметром.

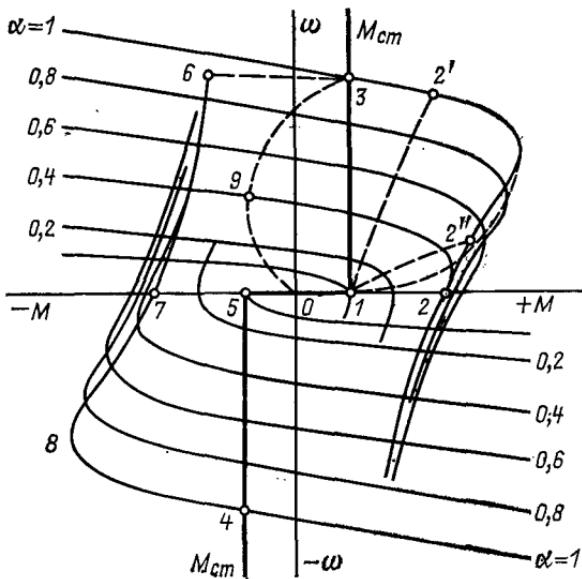


Рис. 4.1

Когда частота достигнет верхнего постоянного значения, например при  $\alpha = 1$ , траектория изображающей точки выходит на соответствующую механическую характеристику в какой-либо точке, например 2. Далее пуск заканчивается при постоянной частоте и изображающая точка 2 перемещается по этой механической характеристике (например,  $\alpha = 1$ ), от граничной точки 2' к точке уставновившегося состояния 3, где  $M = M_{ст}$ ,  $\omega = \omega_{уст}$ . Положение точки 2', разграничитывающей область частотного пуска от области пуска при постоянной частоте, зависит от скорости нарастания частоты, т. е. от  $d\omega_1/dt$ . В одном предельном случае весьма медленного увеличения частоты точка 2 переходит из точки 1 в точку 3 по прямой  $M = M_{ст}$ .

В другом предельном случае бесконечно быстрого увеличения частоты скачком до установившегося значения имеем пуск прямым включением и траекторией, изображающей точки в области частотного пуска, является отрезок 1—2 оси абсцисс.

Из рассмотрения траекторий изображающей точки не трудно установить, что, в зависимости от скорости нарастания частоты, т. е. от ускорения вращающегося поля двигателя, можно различать два режима частотного пуска: «мягкий» и «жесткий».

При малых ускорениях вращающегося поля весь процесс пуска происходит при скольжениях, меньших опрокидывающего  $s < s_k$  (траектория 1—2'), т. е. изображающая точка переходит с одной характеристики  $a = \text{const}$  на другую, оставаясь всегда на устойчивой ветви характеристики. Такой режим назовем мягким.

При больших ускорениях вращающегося поля весь процесс частотного пуска происходит при скольжениях, больших критического ( $s > s_k$ , траектория 1—2''), т. е. по неустойчивой ветви характеристик  $a = \text{const}$ ; тогда мы имеем жесткий режим пуска.

Границу между этими двумя областями траекторий дает такой режим пуска, при котором изображающая точка переходит с одной характеристики на другую в точках опрокидывающего момента и соответствующего ему скольжения  $M_k$ ,  $s_k$  каждой характеристики, описывая траекторию 1—2 (рис. 4.1) с параметром  $a$ .

Так как в этом граничном режиме, который назвали критическим, момент двигателя имеет максимальное значение при любом значении нарастающей частоты, продолжительность пуска в области переменной частоты будет минимальной (это еще не говорит о продолжительности всего процесса пуска, поскольку он заканчивается при постоянной частоте).

Соответствующий закон изменения частоты во времени и ускорение вращающегося поля будем также называть критическими.

Процесс реверса начинается в точке 3 установившейся скорости прямого направления и кончается в точке 4 практически установившейся скорости обратного направления. Как и в случае пуска, вид траектории изображающей точки зависит от скорости изменения частоты, т. е. от ускорения вращающегося поля двигателя.

При бесконечно медленном изменении частоты траектория проходит по отрезкам  $M = M_{\text{ст}}$  через точки 3, 1, 0, 5,

4. В другом предельном случае мгновенного изменения частоты с одного значения на другое при обратном следовании фаз мы получаем реверс переключением, описываемый траекторией 3, 6, 7, 8, 4. При конечной скорости изменения частоты изображающая точка переходит с одной характеристики  $\alpha = \text{const}$  на другую, описывая некоторую кривую. Если замедление вращающегося поля достаточно велико, машина переходит в генераторный режим с рекуперацией энергии (траектория 3, 9, 0) и замедляется под действием суммы момента машины и статического момента.

Теоретически рекуперативное торможение, подобно пуску, возможно и в мягком, и в жестком режимах. Но практически применение жесткого режима торможения ограничено вследствие недопустимо больших значений тока и замедления.

В области малых частот момент двигателя уменьшается и обращается в нуль в точке реверса вращающегося поля. При определенных условиях здесь возможна зона неподвижного состояния в течение некоторого времени.

При дальнейшем нарастании частоты с обратным направлением вращающегося поля двигатель переходит в стадию пуска. Ускоряющий момент будет равен разности момента двигателя и статического момента. На этой стадии реверса, как и при простом пуске, возможны оба режима — мягкий и жесткий.

Рассматриваемый цикл заканчивается торможением, которое не отличается от первой стадии реверса. Предельному случаю торможения, т. е. при мгновенной остановке вращающегося поля, соответствует динамическое торможение, при котором в статор включается постоянный ток, возбуждающий неподвижное поле.

Аналитическое исследование переходных процессов частотного управления представляет значительные трудности, так как нелинейная задача усложняется наличием двух переменных, в функции которых изменяется момент двигателя: параметра управления  $\alpha$  и параметра абсолютного скольжения  $\beta$ .

Переходные процессы в общем случае описываются следующей системой уравнений:

$$M = \varphi(\alpha, \beta); \quad (4.1)$$

$$M = M_{\text{ст}} + J \frac{d\omega}{dt}; \quad (4.2)$$

$$\omega = \omega_{\text{ном}}(\alpha - \beta); \quad (4.3)$$

$$\alpha = \psi(t).$$

Параметр частоты  $\alpha$  в данном случае управления по разомкнутому циклу является независимой, заданной функцией времени.

Подставив в уравнение движения (4.2) угловую скорость двигателя  $\omega$  из (4.3), получим одно уравнение

$$M = M_{\text{ст}} + J\omega_{\text{ном}} \frac{d\alpha}{dt} - J\omega_{\text{ном}} \frac{d\beta}{dt}, \quad (4.4)$$

в котором динамический момент распадается на две составляющие соответственно двум составляющим скорости. Одна из них

$$M_{j\alpha} = J\omega_{\text{ном}} \frac{d\alpha}{dt} = J \frac{d\omega_1}{dt} = J\varepsilon$$

обусловлена изменением частоты статора, т. е. угловой скорости вращающегося поля. Она равна такому значению динамического момента, которое развил бы двигатель, если бы его ротор разгонялся с постоянным скольжением.

Эту составляющую называем поэтому синхронным динамическим моментом.

Вторая составляющая

$$M_{j\beta} = J\omega_{\text{ном}} \frac{d\beta}{dt} = J \frac{d\omega_\Delta}{dt} = 2\pi J \frac{df_2}{dt}$$

зависит от скорости изменения абсолютного скольжения ротора и может быть названа динамическим моментом скольжения.

При пуске включением двигателя на напряжение постоянной частоты первая составляющая равна нулю, а вторая имеет знак, противоположный знаку момента двигателя и совпадающий со знаком статического момента, так как абсолютное скольжение в этом случае уменьшается. При пуске изменением частоты первая составляющая имеет знак, противоположный знаку момента двигателя и одинаковый со знаком статического момента, и вторая арифметически суммируется с моментом двигателя, так как абсолютное скольжение растет. Такое соотношение моментов объясняется тем, что при пуске с постоянной частотой ускорение ротора достигается только за счет уменьшения скольжения, т. е. за счет динамического момента скольжения. При пуске же с переменной частотой ускорение ротора обеспечивается за счет возрастания скорости вращающегося поля, увеличивающего запас кинетической энергии ротора, в соответствии с чем синхронный момент и имеет отрицательный знак. Скольжение ротора относи-

тельно поля замедляет нарастание скорости ротора и снижает темп накопления им кинетической энергии в зависимости от динамического момента скольжения, который имеет поэтому один знак с моментом двигателя.

Из сказанного следует, что синхронный динамический момент можно рассматривать как некоторый фиктивный статический момент, отличающийся тем, что он является независимой функцией времени, заданной законом изменения параметра управления  $\alpha$ .

На этом основании уравнение (4.4) можно записать в виде

$$M = M_{\text{ст}, \Phi} - J\omega_{\text{ном}} \frac{d\beta}{dt},$$

где  $M_{\text{ст}, \Phi} = M_{\text{ст}} + J\omega_{\text{ном}} da/dt$  — полный фиктивный статический момент.

Переходные процессы, протекающие в мягком режиме, можно исследовать аналитически, если сделать некоторые допущения, вполне приемлемые для практических целей.

Из рассмотрения механических характеристик рис. 4.1 видно, что все кривые  $\alpha = \text{const}$  в области малых скольжений  $s < s_k$  конгруэнтны, а все кривые момента в зависимости от параметра абсолютного скольжения (рис. 2.4, б) имеют общую касательную с кривой момента при номинальной частоте в начальной точке  $\omega = 0, M = 0$ .

Поэтому, если в мягком режиме пуска ускорение вращающегося поля двигателя не превосходит некоторого значения, которое несколько меньше критического  $\varepsilon_{kp}$ , то траектория изображающей точки на плоскости  $M, \beta$ , переходя с одной кривой  $\alpha = \text{const}$  на другую, остается в окрестностях кривой момента при номинальной частоте ( $\alpha = 1$ ) и может быть аппроксимирована некоторой прямой.

Следовательно, момент двигателя в мягком режиме частотного управления можно выразить линейным уравнением

$$M = K_\beta \beta. \quad (4.5)$$

Коэффициент пропорциональности  $K_\beta$  можно принять равным отношению номинального момента к номинальному скольжению

$$K_\beta = M_{\text{ном}} / s_{\text{ном}}.$$

Подставляя в (4.5)  $\beta$  из (4.3), получим линейное выражение механической характеристики двигателя для мяг-

кого режима частотного управления

$$M = K_\beta \alpha - \frac{K_\beta}{\omega_{1\text{ном}}} \omega.$$

Уравнение движения привода (4.4) можно теперь записать в общем виде через параметр абсолютного скольжения  $\beta$ :

$$K_\beta \dot{\beta} + J\omega_{1\text{ном}} \frac{d\beta}{dt} = M_{ct} + J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.6)$$

или же, используя (4.3), через скорость двигателя как

$$K_\beta \alpha(t) = M_{ct} + \frac{K_\beta}{\omega_{1\text{ном}}} \omega + J \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.7)$$

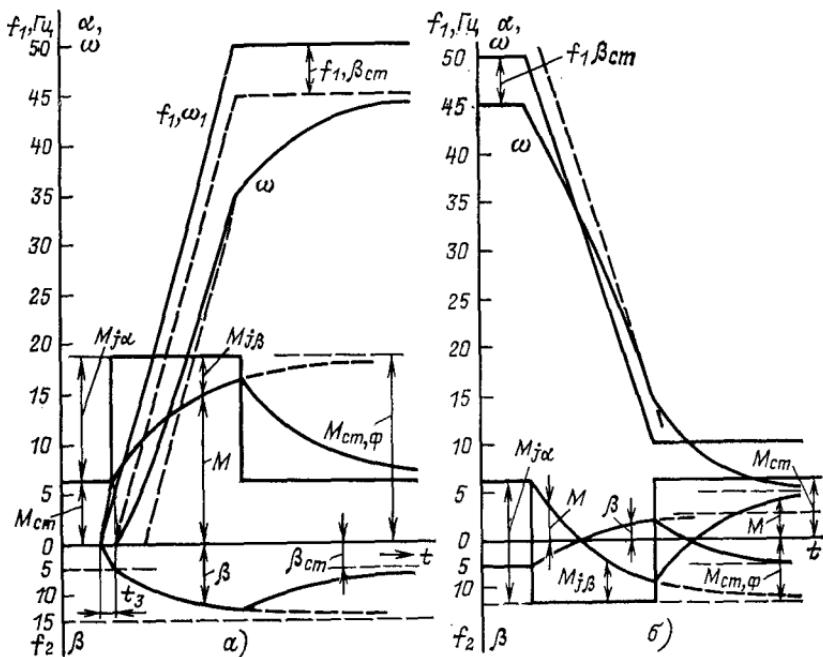


Рис. 4.2

Пользуясь полученными результатами, рассмотрим процесс частотного пуска в простейшем случае линейного изменения во времени частоты статора ( $\epsilon = \text{const}$ ).

Интегрирование уравнений (4.6) и (4.7) дает следующие выражения для пуска при изменении частоты от момента трогания  $t = t_3$  (рис. 4.2, a).

Параметр абсолютного скольжения  $\beta$  изменяется при пуске по закону

$$\beta = \frac{M_{\text{ст}} + J\varepsilon}{K_\beta} (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}}) + \beta_0 e^{-t/T_{\text{ном}}}, \quad (4.8)$$

где  $T_{\text{ном}} = J\omega_{1\text{ном}}\sigma_{\text{ном}}/M_{\text{ном}}$  — электромеханическая постоянная времени, отнесенная к номинальному моменту.

Начальная постоянная определяется из условия, что в момент трогания  $M \geq M_{\text{ст}}$ , а

$$\beta_0 = \frac{M_{\text{ст}}}{K_\beta} = \beta_{\text{ст}}.$$

Окончательно получим:

$$\beta = \beta_{\text{ст}} + \frac{J\varepsilon}{K_\beta} (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}}). \quad (4.9)$$

Уравнение скорости согласно (4.3) будет:

$$\omega = \varepsilon [t - T_{\text{ном}} (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}})],$$

а уравнение момента двигателя, на основании (4.5)

$$M = M_{\text{ст}} + J\varepsilon (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}}).$$

После того как частота статора достигнет постоянного например номинального, значения, пуск будет описываться новым уравнением, которое можно получить из (4.8) подставив в него  $J\varepsilon = 0$ , а  $\beta = \beta_{\text{гр}}$ . Если вести отсчет времени от новой границы, то получим уравнение

$$\beta = \frac{M_{\text{ст}}}{K_\beta} (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}}) + \beta_{\text{гр}} e^{-t/T_{\text{ном}}}. \quad (4.10)$$

Значение  $\beta_{\text{гр}}$  находится из (4.9):

$$\beta_{\text{гр}} = \beta_{\text{ст}} + \frac{J\varepsilon}{K_\beta} (1 - e^{-t_{\text{гр}}/T_{\text{ном}}}),$$

где  $t_{\text{гр}} = \frac{\omega'_1 - \omega''_1}{\varepsilon} = \frac{\omega_{1\text{ном}}}{\varepsilon}$  ( $\alpha' - \alpha''$ ) — время пуска при изменении частоты, а  $\omega_{1\text{ном}}\alpha'$  и  $\omega_{1\text{ном}}\alpha''$  — граничная и начальная угловые скорости вращающегося поля.

Так как в данном случае скорость ротора

$$\omega = \omega_{1\text{ном}} (\alpha'' - \beta),$$

то из (4.10) получим:

$$\omega = \omega_y - (\omega_y - \omega_{\text{гр}}) e^{-t/T_{\text{ном}}},$$

где  $\omega_y = \omega''_1 (1 - \beta_{\text{ст}})$  — установившаяся скорость двигателя

Уравнение момента двигателя из (4.5) и (4.10) будет:

$$M = M_{\text{ст}} + (M_{\text{рп}} - M_{\text{ст}}) e^{-t/T_{\text{ном}}}.$$

На рис. 4.2,а показаны также кривые момента и параметра абсолютного скольжения в зависимости от времени при пуске в мягком режиме. Из этого графика, а также из всего изложенного анализа нетрудно заметить аналогию между поведением двигателя при пуске повышением частоты и при ударной нагрузке при постоянной частоте.

В нашем случае статический момент играет роль момента холостого хода, а синхронный момент — роль удара нагрузки. Физически это вполне понятно: поведение двигателя определяется его абсолютным скольжением (и потоком). При пуске изменением частоты скольжение увеличивается за счет возрастания скорости вращающегося поля, а при ударной нагрузке в случае постоянной частоты — за счет снижения скорости ротора.

Эта аналогия позволяет применять к частотному управлению методы теории электропривода при ударной нагрузке.

Закон изменения частоты во времени, обеспечивающий критический режим пуска при максимальном опрокидывающем моменте двигателя, можно установить из уравнения движения (4.2). Учитывая, что в критическом режиме  $M = M_{\text{max}}$ ,  $s = s_{\text{кр}}$ , а  $\omega = \omega_1(1 - s_{\text{кр}})$ , запишем уравнение (4.2) в виде

$$M_{\text{max}} = M_{\text{ст}} + J\omega_{\text{ном}} \frac{d\alpha}{dt} (1 - s_{\text{кр}}).$$

Отсюда следует, что искомый закон изменения параметра управления определяется нелинейным дифференциальным уравнением

$$\frac{d\alpha}{dt} - \frac{M_{\text{max}} - M_{\text{ст}}}{J\omega_{\text{ном}} (1 - s_{\text{кр}})} = 0,$$

в котором  $M_{\text{max}}$  и  $s_{\text{кр}}$  являются функциями параметра  $\alpha$ .

В случае торможения изменением частоты (рис. 4.2,б) в уравнении (4.5) меняется знак ускорения вращающегося поля:

$$M = M_{\text{ст}} - J\omega_{\text{ном}} \frac{d\alpha}{dt} - J\omega_{\text{ном}} \frac{d\beta}{dt},$$

т. е. синхронного динамического момента.

Абсолютное скольжение изменяется согласно уравнению

$$\beta = \beta_{\text{ст}} - T_{\text{ном}} \varepsilon (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}}). \quad (4.11)$$

Скорость двигателя может быть определена из уравнения (4.2), которое теперь примет вид:

$$\omega = \omega_{\text{ном}} (a'_0 - \epsilon t - \beta),$$

где  $a'_0$  — начальное значение параметра управления.

Подставив сюда  $\beta$  из (4.11), найдем:

$$\omega = \omega' - \epsilon [t - T_{\text{ном}} (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}})],$$

где  $\omega'$  — начальная скорость ротора.

Для момента двигателя получим:

$$M = M_{\text{ср}} - J \epsilon (1 - e^{-t/T_{\text{ном}}}).$$

В начальной стадии торможения скорость вращающегося поля больше скорости ротора, т. е. скольжение полс жительно.

Если замедление вращающегося поля и момент инерции привода достаточно велики, то в определенный момент времени скорость поля сравняется со скоростью ротора ( $\alpha = \beta$ ), а затем станет меньше последней. Скользение станет отрицательным, и двигатель перейдет в генераторный режим рекуперативного торможения (см. рис. 4.1, а, б).

Если торможение происходит не до полной остановки а до некоторой промежуточной скорости, то с граничного момента, когда частота перестанет уменьшаться и установится на постоянном значении  $\alpha = \text{const}$ , движение буде описываться новым уравнением. Ускорение вращающегося поля обратится в нуль и уравнение (4.11) с новым отсчетом времени, примет вид:

$$\beta = \beta_{\text{ср}} + (\beta_{\text{рп}} - \beta_{\text{ср}}) e^{-t/T_{\text{ном}}},$$

где  $\beta_{\text{рп}}$  — параметр абсолютного скольжения в граничной точке ( $t=0$ ).

Уравнение для скорости ротора будет:

$$\omega = \omega'' + (\omega_{\text{рп}} - \omega'') e^{-t/T_{\text{ном}}},$$

а для момента

$$M = M_{\text{ср}} + (M_{\text{рп}} - M_{\text{ср}}) e^{-t/T_{\text{ном}}}.$$

При торможении до полной остановки в интервале, когда частота, а следовательно, и момент двигателя обратятся в нуль, имеет место режим свободного выбега. Кинетическая энергия вращающихся масс будет затрачиваться только на преодоление статического момента, и скорость

двигателя будет изменяться по закону

$$\omega = M_{\text{ст}} t / J.$$

На рис. 4.2,б показаны кривые моментов и абсолютного скольжения при торможении. Синхронный динамический момент (удар нагрузки) в этом случае имеет отрицательное значение. При постоянной частоте такой режим можно получить, если к валу двигателя внезапно приложить извне движущий момент, превышающий момент статического сопротивления, под воздействием которого двигатель перейдет в генераторный режим.

Процесс реверса при изменении частоты описывается теми же уравнениями, что и процесс торможения, до тех пор, пока скорость двигателя не достигнет нуля. При  $\omega=0$  статический момент меняет знак, и с этой точки переходный процесс будет описываться уравнениями пуска с подстановкой в них соответствующих граничных значений.

В жестком режиме пуска  $\epsilon > \epsilon_{\text{кр}}$  или при умеренной скорости нарастания частоты, но при больших моментах инерции привода двигатель в процессе разбега выходит в область больших скольжений, близких к опрокидывающему моменту или превышающих его. В этом случае изложенное выше приближенное аналитическое решение уравнения движения (4.2), основанное на приведении к линейному виду нелинейного уравнения (4.1), неприемлемо и следует использовать ЭВМ.

Для иллюстрации различных режимов пуска на рис. 4.3,а приведены кривые угловой скорости и момента двигателя в зависимости от времени при скорости изменения частоты:  $a = 5 \text{ Гц/с}$ ,  $b = 10 \text{ Гц/с}$  и  $c = 20 \text{ Гц/с}$  и при моменте инерции  $2,4 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$  или при одной скорости нарастания частоты  $10 \text{ Гц/с}$  (шкала времени  $b$ ), но при различных значениях момента инерции  $a = 1,2$ ,  $b = 2,4$  и  $c = 4,8 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ .

Из кривых ясно видно, как с увеличением ускорения вращающегося поля частотный пуск приближается к пуску прямым включением.

На рис. 4.3,б приведены аналогичные кривые торможения для тех же условий (масштабы времени  $a = 5 \text{ Гц/с}$  и  $c = 20 \text{ Гц/с}$  не показаны).

Потери энергии при частотном управлении в мягком режиме также можно определить приближенно аналитическим путем, поскольку мощность электрических потерь в роторе равна произведению момента на абсолютное скольжение:

$$P_{\text{з}}$$

$$= M_{\omega_{\text{ном}}} \beta,$$

то, учитывая (4.5), получим:

$$P_{2\vartheta} = K_3 \omega_{1\text{ном}} \beta^2 = \omega_{1\text{ном}} \frac{M_{\text{ном}}}{S_{\text{ном}}} \beta^2,$$

т. е. мощность потерь в роторе в мягком режиме управления пропорциональна квадрату параметра абсолютного скольжения.

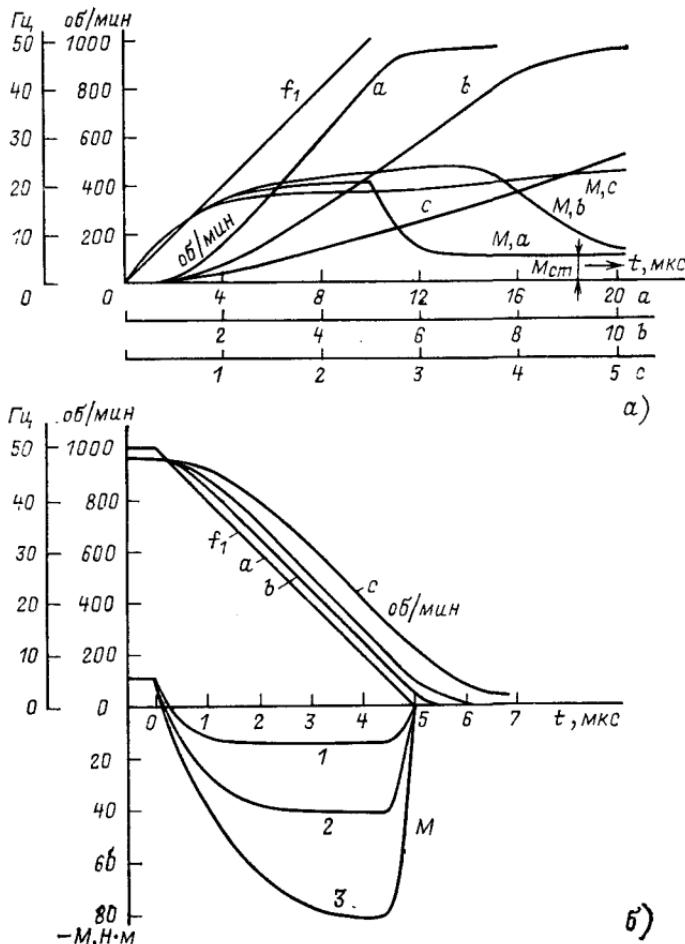


Рис. 4.3

Следовательно, энергия потерь в роторе в области переменной частоты равна:

$$Q_{2\vartheta} = \omega_{1\text{ном}} \frac{M_{\text{ном}}}{S_{\text{ном}}} \int_0^t \beta^2 dt.$$

Подставляя сюда  $\beta$  из приведенных выше формул, можно вычислить потери в роторе.

С увеличением ускорения вращающегося поля потери растут. Они достигают максимума в предельных случаях прямого пуска, а также торможения противовключением и реверса переключением. Продолжительность переходных процессов соответственно уменьшается. Ускорение выше критического быстро увеличивает потери при незначительном сокращении продолжительности пуска. Для двигателей, имеющих специальную форму паза ротора, положение меняется в пользу больших ускорений.

Применение жесткого режима управления ограничивается на практике не только экономическими соображениями, связанными с потерями, но и с нагревом двигателя, так как токи в жестком режиме в большинстве случаев превосходят допустимые значения и тогда приемлемы только мягкие режимы.

Область мягких режимов существенно расширяется при управлении по законам поддержания постоянного полного потока ( $IR$ -компенсации) и, особенно, постоянного рабочего потока.

## 4.2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ И ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОРОТКОЗАМКНУТОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для аналитического расчета динамики электроприводов с замкнутой цепью частотного управления [41—44] необходимо иметь выражение передаточных функций или амплитудно-фазовых частотных характеристик участка замкнутой цепи, содержащего асинхронный двигатель с преобразователем амплитуды и частоты питающего его напряжения.

Под частотными характеристиками двигателя при частотном управлении следует понимать зависимость амплитуды и фазы вынужденных колебаний угловой скорости двигателя, возбуждаемых гармоническими колебаниями амплитуды и частоты напряжения, питающего статор двигателя. Частота напряжения при этом модулируется (по частоте же) сигналом управления.

Получить точное выражение таких передаточных функций, отражающих электромагнитные переходные процессы, не представляется возможным, потому что указанная часть цепи обладает рядом существенных нелинейностей, обусловленных преобразованием управляющего сигнала в частоту напряжения, питающего двигатель, нелинейностями

коммутации тока в вентильных преобразователях и нелинейностью произведения токов, образующих момент двигателя. В данном случае вопрос усложняется еще наличием двух контуров регулирования по двум взаимосвязанным входам — амплитуде и частоте напряжения.

Возможность удовлетворительной линеаризации вентильных преобразователей, по-видимому, можно считать доказанной. Попытки же аналитического выражения процессов переменной частоты далеко нельзя считать завершенными и даже разрешимыми. То же можно сказать про нелинейность произведения. Поэтому для электроприводов с частотным управлением особо важное значение должны получить методы расчета на аналоговых и цифровых вычислительных машинах, которым посвящен ряд работ.

Однако использование методов моделирования и численного расчета динамических процессов не может снять актуальности аналитических методов исследования.

Без учета электромагнитных переходных процессов передаточная функция асинхронного двигателя при частотном управлении описывается приближенно апериодическим звеном. Вопрос значительно усложняется даже при приближенном учете электромагнитных процессов.

Точные дифференциальные уравнения асинхронного двигателя описываются через комплексные величины известными уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} r_1 \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_1 \bar{\Psi}_1 &= \bar{u}_1; \\ r_2 \bar{i}_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_1 - \omega) \bar{\Psi}_1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Момент двигателя запишется уравнением

$$\left. \begin{aligned} M &= \operatorname{Re}(j\bar{\Psi}_1 \bar{I}'_1) = \frac{3}{2} p (\Psi_\alpha I_\beta - \Psi_\beta I_\alpha), \\ \text{а уравнение движения} \quad M &= M_{\text{ср}} + J \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

В этих уравнениях потокосцепления

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + M \bar{i}_2; \quad \bar{\Psi}_2 = L_2 \bar{i}_2 + M \bar{i}_1.$$

Все напряжения, токи и потокосцепления записаны в виде комплексных сумм величин трех фаз, отнесенных к ортогональным осям статора:

$$\bar{u}_1 = \frac{2}{3} (u_{1a} + a u_{1b} + a^2 u_{1c}) = u_a + j u_b,$$

где

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2},$$

а индексы  $a$ ,  $b$  и  $c$  обозначают фазы:

$$\begin{aligned} u_{1a} &= U_m(t) \cos [\varphi(t)]; \\ u_{1b} &= U_m(t) \cos \left[ \varphi(t) + \frac{2\pi}{3} \right]; \\ u_{1c} &= U_m(t) \cos \left[ \varphi(t) + \frac{4\pi}{3} \right]. \end{aligned}$$

Круговая частота напряжения, питающего двигатель, будет:

$$\omega_1(t) = \frac{d\varphi}{dt} = p\omega_1 = 2\pi f_1,$$

а угловая скорость ротора двигателя

$$\omega(t) = \frac{\omega_1(t)}{p} (1 - s).$$

Эта нелинейная система уравнений асинхронного двигателя может быть решена на ЭВМ. Входные величины  $U_m$ ,  $\omega$  и  $M_{ct}$  задаются в функции времени. Параметры главной цепи обобщенного преобразователя частоты могут быть включены в активное сопротивление  $r_1$  и индуктивность статора  $L_1$ .

Для приближенного аналитического выражения передаточных функций и частотных характеристик необходимо такую систему уравнений заменить упрощенной. В работе [42] это сделано так: введен фиктивный намагничивающий ток

$$\bar{i}_\mu = \bar{i}_1 + \frac{L_{mn}}{L_1} \bar{i}_2$$

и использован общий коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - \frac{L_{mn}}{L_1 L_2} = \frac{\tau}{1 + \tau} = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2}{(1 + \tau_1)(1 + \tau_2)},$$

где  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  и  $\tau$  — соответственно первичный, вторичный и общий коэффициенты рассеяния;  $L_{mn}$  — взаимная индуктивность.

Тогда систему уравнений (4.12) и (4.13) можно записать в виде

$$\begin{aligned} r_1 \bar{i}_1 + L_1 \frac{d\bar{i}_\mu}{dt} + j\omega_1 L_1 \bar{i}_\mu &= \bar{u}_1; \\ r_2 \bar{i}_2 + L_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j\sigma L_2 (\omega_1 - \omega) \bar{i}_2 + \end{aligned}$$

$$+ L_{mn} \frac{d\bar{i}_\mu}{dt} + jL_{mn} (\omega_1 - \omega) \bar{i}_\mu = 0; \quad (4.14)$$

$$M = \frac{3}{2} p L_{mn} (i_{\mu_3} i_{2\alpha} - i_{\mu_\alpha} i_{2\beta});$$

$$M = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Здесь пренебрегаем моментом статического сопротивления, т. е. принимаем  $M_{ct}=0$ . Амплитуду напряжения статора считаем пропорциональной частоте

$$U_{1m} = \sqrt{2} U_n \frac{\omega_1}{\omega_{1nom}} = \sqrt{2} U_n x.$$

Для линеаризации системы уравнений, будем рассматривать малые отклонения системы от установившегося режима. Ввиду малости отклонений будем при перемножении двух функций пренебрегать всеми произведениями отклонений высших порядков, ограничиваясь произведением отклонения на установившуюся величину. В результате после разложения комплексных уравнений на действительные по ортогональным осям  $\alpha$  и  $\beta$  и линеаризации получим систему

$$\left. \begin{aligned} r_1 \Delta i_{\mu_\alpha} + L_1 \frac{d\Delta i_{\mu_\alpha}}{dt} - \omega_{10} L_1 \Delta i_{\mu_3} &= \left( \frac{u_\alpha}{\omega_{1n}} + \right. \\ &\quad \left. + L_1 i_{\mu_3 0} \right) \Delta \omega_1 + \frac{r_1 L_{mn}}{L_1} \Delta i_{2\alpha}; \\ r_1 \Delta i_{\mu_3} + L_1 \frac{d\Delta i_{\mu_3}}{dt} + \omega_{10} L_1 \Delta i_{\mu_\alpha} &+ \\ &\quad + L_1 i_{\mu_\alpha 0} \Delta \omega_1 = \frac{r_1 L_{mn}}{L_1} \Delta i_{2\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Так как рассматривается ненагруженная машина, то установившиеся значения токов ротора  $i_{2\alpha 0}$  и  $i_{2\beta 0}$  принимаются равными нулю и уравнения ротора получают вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Delta i_{2\alpha}}{dt} + \frac{r_2}{\sigma L_2} \Delta i_{1\alpha} + \frac{L_{mn}}{\sigma L_2} \frac{d\Delta i_{\mu_\alpha}}{dt} + \frac{L_{mn}}{\sigma L_2} i_{\mu_3 0} \Delta \omega &= \frac{L_{mn}}{\sigma L_2} i_{\mu_3 0} \Delta \omega_1; \\ \frac{d\Delta i_{2\beta}}{dt} + \frac{r_2}{\sigma L_2} \Delta i_{2\beta} + \frac{L_{mn}}{\sigma L_2} \frac{d\Delta i_{\mu_\beta}}{dt} - \frac{L_{mn}}{\sigma L_2} i_{\mu_\alpha 0} \Delta \omega &= - \frac{L_{mn}}{\sigma L_2} i_{\mu_\alpha 0} \Delta \omega_1. \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

Линеаризация уравнений момента и уравнения движения (4.14) даст

$$\Delta M = \frac{3}{2} p L_{mn} (i_{\mu 30} \Delta i_{2\alpha} - i_{\mu \alpha 0} \Delta i_{23});$$

$$\Delta M = \frac{3}{2} \frac{J}{p} \frac{d\Delta\omega}{dt} = J \frac{d\Delta\omega}{dt}.$$

Можно внести дальнейшие упрощения. При относительно малых частотах выражением в скобках уравнения (4.15) можно пренебречь, что означает также, что и  $i_{\mu \alpha 0} = 0$ . Намагничивающий ток как при холостом ходе, так и при нагрузке при реальных соотношениях между  $r_1$  и  $L_1$  содержит только реактивную составляющую, а у тока ротора при малых изменениях частоты  $\Delta\omega_1$  будет изменяться только активная составляющая  $i_{2\alpha}$ , так как частота ротора мала. На основании этих соображений второе уравнение (4.16) оказывается излишним и для исследования малых отклонений остается линейная система уравнений ( $p = d/dt$ )

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_1 p) \Delta i_{\mu \alpha} - \omega_{10} T_1 \Delta i_{\mu 3} &= \frac{L_{mn}}{L_1} \Delta i_{2\alpha}; \\ (1 + T_1 p) \Delta i_{\mu 3} + \omega_{10} T_1 \Delta i_{\mu \alpha} &= 0; \\ (a + p) \Delta i_{2\alpha} + pb \Delta i_{\mu \alpha} + bi_{\mu 30} \Delta \omega &= bi_{\mu 30} \Delta \omega; \\ i_{\mu 30} \Delta i_{2\alpha} &= pd \Delta \omega, \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

где  $T_1 = L_1/r_1$ ;  $a = r_2/\sigma L_2$ ;  $b = L_{mn}/\sigma L_2$ ;  $d = 2J/3p^2 L_{mn}$ .

Из этой системы уравнений можно получить передаточные функции и частотные характеристики системы.

Из уравнений (4.17)

$$pb \Delta i_{\mu \alpha} = pk_1 \frac{1 + T_1 p}{1 + 2d_2 T_2 p + T_2^2 p^2} \Delta i_{2\alpha}. \quad (4.18)$$

Здесь введены новые обозначения:

$$k_1 = \frac{b L_{mn}}{L_1 T_1^2} \frac{1}{\omega_{10}^2 + \frac{1}{T_1^2}}; \quad d_2 = \frac{1}{T_1 \sqrt{\omega_{10}^2 + \frac{1}{T_1^2}}};$$

$$T_2 = \frac{1}{\sqrt{\omega_{10}^2 + 1/T_1^2}}.$$

Подставив (4.18) в третье уравнение системы (4.17), получим выражение активной составляющей тока ротора:

$$\Delta i_{2\alpha} = \frac{bi_{\mu 30}}{a} \times$$

$$\times \frac{(1 + 2d_2T_2p + T_2^2p^2)(\Delta\omega_1 - \Delta\omega)}{1 + \frac{1 + k_1 + 2d_2T_2a}{a}p + \frac{2d_2T_2 + k_1T_2 + aT_2^2}{a}p^2 + \frac{T_2^2}{d}p^3}. \quad (4.19)$$

Так как уравнение третьего порядка в знаменателе этого выражения всегда имеет действительные корни, его можно записать в виде

$$\Delta i_{2a} = \frac{bi_{\mu\beta 0}}{a} \frac{1}{1 + pT_4} \frac{1 + 2d_2T_2p + T_2^2p^2}{1 + 2d_3T_3p + T_3^2p^2} (\Delta\omega_1 - \Delta\omega). \quad (4.20)$$

Линеаризованным уравнениям (4.19) и (4.20) соответствует структурная схема, показанная на рис. 4.4, в которой входной величиной является приращение круговой частоты питающего напряжения, а выходной — отклонение угловой скорости двигателя. Частотные характеристики для

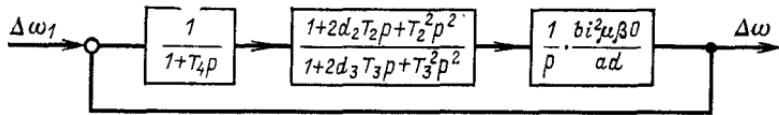


Рис. 4.4

этой структурной схемы можно построить, вычислив предварительно постоянные  $T_4$ ,  $a_3$  и  $T_3$ , так как в общем виде их выразить не удается. Для этого, вычислив предварительно все постоянные, нужно из знаменателя (4.19) выделить бином  $1 + T_4p$ , после чего остается квадратное уравнение знаменателя второго звена и можно вычислить частотные характеристики.

Передаточную функцию системы, представляющую собой зависимость угловой скорости ротора  $\omega$  от времени при скачкообразном изменении частоты питающего напряжения, определить аналитически из линеаризованной схемы весьма трудно. Однако это можно легко сделать за счет дальнейших упрощений.

Структура постоянной  $k_1$  и уравнение (4.18) показывают, что влияние произведения  $pb$   $\Delta i_{\mu z}$  с увеличением частоты  $\omega_{10}$  уменьшается. Поэтому для повышенных частот система может быть описана только двумя последними уравнениями (4.17). Это означает, что исследуется вращение ротора в магнитном поле постоянной амплитуды, вращающемся с заданной частотой.

В этом случае система описывается колебательным звеном с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_1} = \frac{1}{1 + \frac{at}{bi_{\mu30}} p + \frac{d}{bi_{\mu30}} p^2}.$$

Постоянная времени звена

$$T_5 = \frac{1}{i_{\mu30}} \sqrt{\frac{d}{b}},$$

а коэффициент затухания

$$\xi = \frac{1}{2} a T_5 = \frac{r_2}{2\sigma L_2} T_4.$$

Числовые примеры выполнены для асинхронного двигателя мощностью 10 кВт, имеющего следующие параметры:  $U_{\text{ном}}=220$  В;  $I_{\text{ном}}=21$  А;  $p=2$ ;  $f_{\text{ном}}=50$  Гц;  $r_1=0,42$  Ом;  $x_1=27,4$  Ом;  $r'_2=0,53$  Ом;  $x'_2=26,2$  Ом;  $J=9,8 \cdot 10^2$  Вт·с<sup>-3</sup>;  $\sigma=0,09$ .

Значения рассчитанных постоянных:  $a=67,5$  с<sup>-1</sup>;  $b=10,6$ ;  $d=-19,6 \cdot 10^{-2}$  А<sup>2</sup>·с<sup>2</sup>,  $T_5=0,208$  с,  $i_{\mu30}=11,3$  А.

Для упрощенной системы:  $T_5=0,012$  с,  $d=0,41$ .

На рис. 4.5, а и б показаны функция  $\Delta\omega=f(t)$  при скачкообразном изменении частоты питающего напряжения на  $\Delta\omega_1=0,1\omega_{1\text{ном}}$ , когда  $\omega_{10}=\omega_{1\text{ном}}$  и  $\alpha=1$ . Угловая скорость двигателя при этом возрастает от 1500 до 1650 об/мин. Сплошные линии показывают точные процессы, полученные моделированием, а точками — рассчитанные по приближенным формулам. Рис. 4.5, а соответствует нормальному моменту инерции, а рис. 4.5, б — пятикратному, когда  $T_5=0,027$  с,  $\xi=0,91$ . По оси ординат отложена относительная скорость ротора  $\omega/\omega_1$ .

Исследования на моделирующей установке показали, что с уменьшением частоты  $\omega_{10}$  запас устойчивости системы понижается. На рис. 4.5, в, г показаны временные функции для пониженной частоты  $\omega_{10}=0,2\omega_{1\text{ном}}$  при тех же значениях момента инерции, что и на рис. 4.5, а, б.

На рис. 4.6, а приведены амплитудно- и фазо-частотные характеристики разомкнутой системы для тех же (рис. 4.5) случаев нормального и пятикратного момента инерции. В последнем случае постоянные уравнения (4.59):  $k_1=3,79 \cdot 10^{-2}$  с<sup>-4</sup>;  $d_2=0,061$ ;  $T_5=0,0127$  с. Постоянные схемы рис. 4.5  $T_2=10,25 \cdot 10^{-3}$  с;  $T_3=15,2 \cdot 10^{-3}$  с;  $d_3=0,22$  и  $bi^2_{\mu30}/ad=102$  с<sup>-1</sup>, 40,3 дБ. Пунктиром показана нулевая линия для случая пятикратного момента инерции,  $\alpha=0,25$ .

На рис. 4.6, б показаны такие же характеристики замкнутой системы при нормальном (кривые 1) и пятикратном (кривые 2) моменте инерции, также при пониженной частоте,  $\alpha=0,25$ . На частоте сигнала  $v=65$  Гц виден пик резонанса, соответствующий колебаниям на временной характеристике рис. 4.5, а. При пятикратном увеличении момента времени характеристика (рис. 4.5, г) становится апериодической и частотная характеристика (рис. 4.6, б, кривая 2) не имеет пика резонанса. Анализ этих кривых показывает, что для низких частот следует пользоваться структурной схемой рис. 4.4.

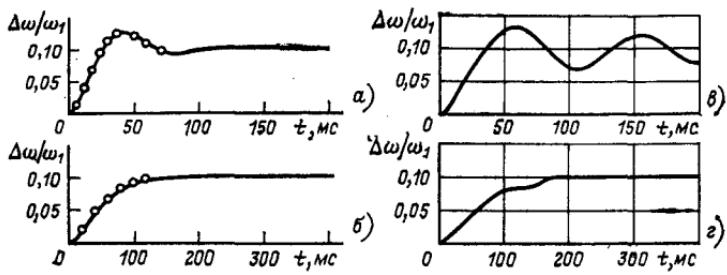


Рис. 4.5

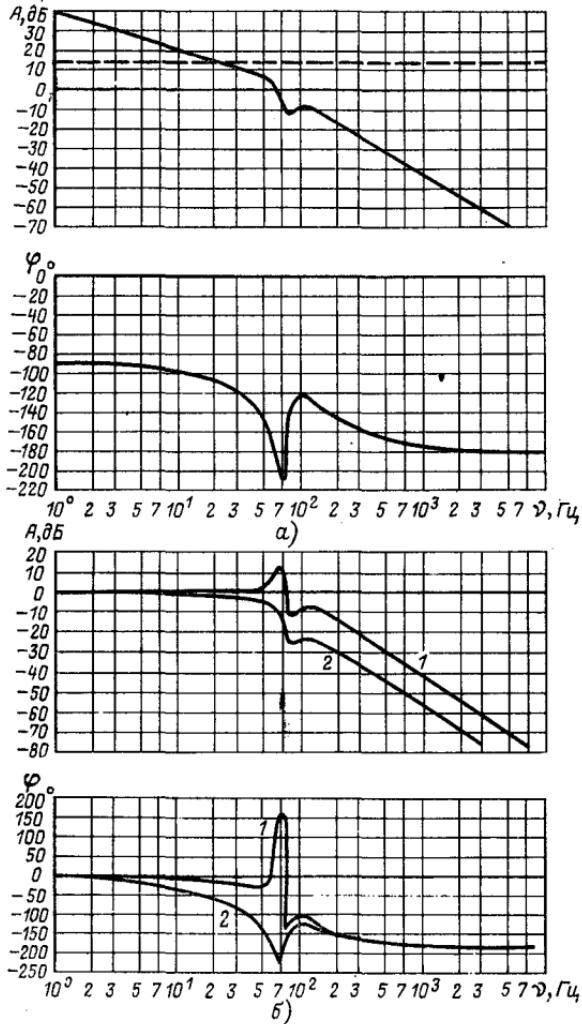


Рис. 4.6

### 4.3. АВТОНОМНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ПОТОКА

Уже отмечалось выше, что главное неудобство организации частотного управления асинхронными двигателями обусловлено зависимостью потока от нагрузки сложной взаимосвязью переменных величин двигателя.

Применение замкнутых систем автоматического регулирования [44] с использованием вычислительных устройств, открыло возможность решения этой задачи. Прототипом таких систем можно считать устройство, предложенное автором [3] для автоматического поддержания постоянным полного потока двигателя посредством компенсации падения напряжения в активных сопротивлениях статора. Это устройство может быть отнесено к комбинированным системам по принципу инвариантности. Устройство автоматического регулирования выполняется по типу автоматического регулятора напряжения, в узел сравнения которого, вырабатывающий закон управления, вводится сигнал, пропорциональный току статора. В результате узел сравнения развивается в простейшее вычислительное устройство.

На рис. 4.7 показана полная структурная схема системы регулирования. Она имеет две главные цепи регулирования—частоты и напряжения. Цепь регулирования частоты может быть замкнутой, функционирующей по отключению частоты инвертора от заданной командоаппаратом *КАЧ*, и разомкнутой, воздействующей на инвертор через усилитель *УЧ*. Цепь регулирования напряжения несколько сложнее, так как именно она выполняет функцию вычисления. На вход вычислительного устройства *ВУ* поступают три сигнала: частоты  $k_1 f_1$ , напряжения на двигателе  $k_2 U_1$  и тока статора двигателя  $k_3 I_1$  от соответствующих измерительных устройств: *ИЧ*, *ИН* и *ИТ*. На выходе *ВУ* должно выдавать сигнал, пропорциональный модулю векторной разности:

$$\dot{U}' = |\dot{U} - I_1 r_1|.$$

Это напряжение сравнивается с напряжением сигнала, пропорционального частоте, в узле сравнения *ИУ*, и полученный сигнал отклонения

$$\delta = k_1 f_1 - |k_2 \dot{U} - I_1 r_1|$$

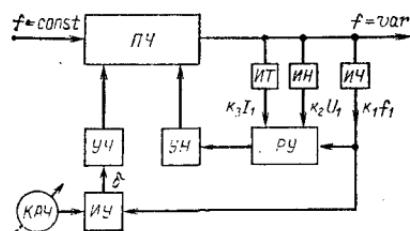


Рис. 4.7

через усилитель  $УН$  воздействует на цепь, управляющую амплитудой выходного напряжения преобразователя частоты ПЧ. Автоматический регулятор по принципу  $I_f$ -компенсации может быть выполнен в разных вариантах и формах.

Примерами более сложных замкнутых систем частотного управления могут служить системы фирм «Броун Бовери» (Швейцария) 1964 г. и «Сименс» (ФРГ) 1971 г. [3].

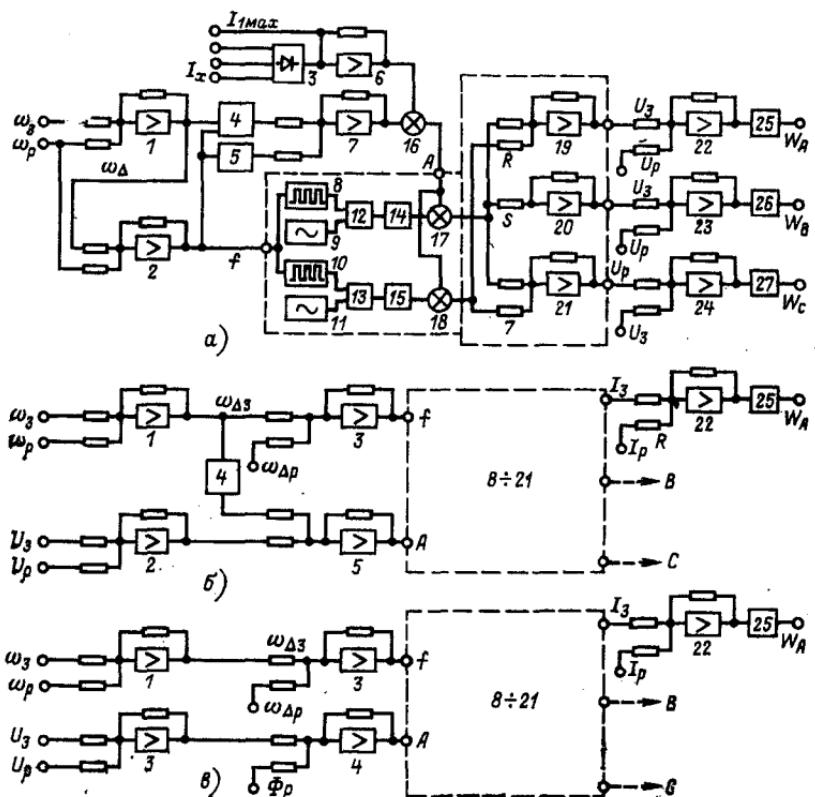


Рис. 4.8

В системе фирмы «Броун Бовери» используется преобразователь частоты с регулированием напряжения и частоты по способу ШИМ при схеме рис. 3.2,б. На рис. 4.8,а показана принципиальная схема управления.

Командный сигнал задается датчиком скорости 1. Закон управления напряжением в зависимости от частоты и нагрузки заложен в функциональные датчики 4 и 5. Последние через усилитель .7 и схему умножения 16 осуществляют необходимое изменение амплитуды напряжения

двигателя. Формирование управляющих напряжений и необходимое регулирование частоты в цепи статора осуществляются в двух каналах с элементами 8, 9, 12, 14 и 10, 11, 13, 15. Прямоугольные колебания мультивибраторов 8 и 10 и синусоидальные колебания генераторов 9 и 11 преобразуются в вибро преобразователях 12 и 13 и фильтрах 14 и 15 в свободные от высших гармоник колебания. Частота этих колебаний равна разности частот устройств 8, 16 и 9, 11 и может изменяться за счет частоты мультивибраторов 8 и 10. На выходах схем умножения 17 и 18 получается двухфазная система напряжений, которая преобразуется усилителями 19, 20 и 21 в трехфазную систему. Усилители 22, 23 и 24 питают управляющие устройства 25, 26 и 27 инверторов.

Для малых скоростей, когда регулирование напряжения неточно, используются блок ограничения тока статора, действующий на систему через выпрямитель 3 и усилитель 6, а также мультиплексор 16. Направление вращения определяется полярностью напряжения усилителя 2. Регулирование напряжения осуществляется в функции частоты статора и момента нагрузки. Задающее напряжение при холостом ходе машины устанавливается таким образом, чтобы поток в воздушном зазоре машины имел оптимальное значение. Настройка на режим постоянного потока осуществляется с помощью функционального преобразователя 5, который вычисляет закон регулирования напряжения. Зависящее от нагрузки дополнительное напряжение устанавливается в функциональном преобразователе 4 в функции абсолютного скольжения и суммируется в усилителе 7 с зависящим от частоты напряжением холостого хода. Регулятор ограничения тока 6 препятствует тому, чтобы при малых скоростях, т. е. в области, где регулирование напряжения неточно, ток обмоток превысил допустимую величину. При этом понижается амплитуда напряжения воздействием регулятора 6 на мультиплексор 16.

Второй вариант схемы автоматического управления показан на рис. 4.8.б. Эта схема существенно отличается от предыдущей тем, что регулируется не напряжение, а ток двигателя. Главный управляющий блок 8—21 в этой схеме такой же, как и в предыдущей. Датчик скорости 1 выдает задающее значение абсолютного скольжения двигателя  $\omega_d = 1$ . С помощью схемы регулирования скольжения 3 компенсируются ошибки в регулировочной характеристике генератора прямоугольных импульсов. С помощью функционального преобразователя 4 и усилителя 5 задающее

значение тока получается в зависимости от частоты скольжения и тем самым в зависимости от нагрузки. Как и в предыдущей схеме, возможно ограничение частоты скольжения, для чего вводится ограничение выходного напряжения регулятора скорости. Регулирование тока имеет преимущество в области низких частот по сравнению с регулированием напряжения, но при ослабленном потоке необходимо уменьшать задающее значение тока. Задающее значение напряжения в области номинальной скорости остается на постоянном максимальном уровне. Напряжение на выходе регулятора ограничителя напряже-

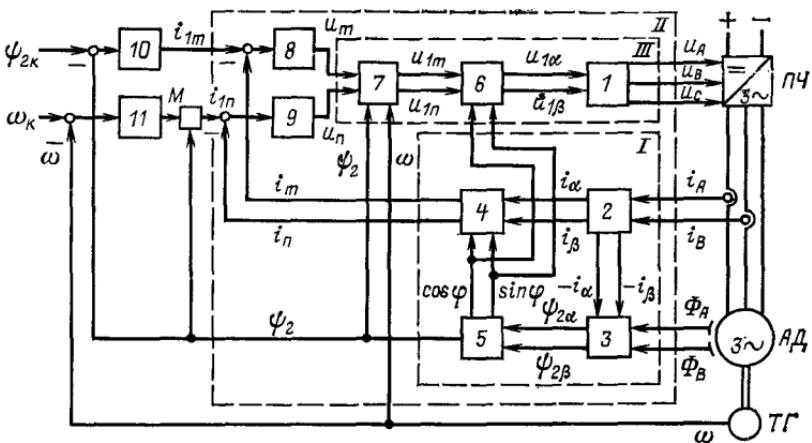


Рис. 4.9

ния 2 уменьшает задающее значение намагничивающего тока в области ослабленного потока в зависимости от напряжения на статоре. Существенное преимущество автоматического регулирования тока заключается в том, что ограничивается мгновенное значение тока. В зоне номинальной скорости регулятор 2 не работает.

Третий вариант схемы автоматического управления показан на рис. 4.8,в. Эта схема отличается тем, что в ней поток регулируется прямым способом. Поток измеряется с помощью датчика Холла или вспомогательной обмотки (см. § 5.3). Регулятор потока 4 выдает задающее значение тока машины. В области ослабленного потока задающее значение потока уменьшается в функции напряжения статора. В зоне номинальной скорости регулятор 3 не работает — его выходное напряжение ограничивается постоянным значением, которое представляет задающее значение потока.

Фирма «Сименс» (ФРГ) разработала систему управления под фирменным названием «Трансвектор», в которой регулирование потока осуществляется независимо (автономно) от регулирования скорости в приводе с четырехквадрантными механическими характеристиками, как у привода постоянного тока [43].

Сущность построения и функционирования системы основана на двухкратном преобразовании координат. Переменные величины двигателя из неподвижной относительно статора системы координат в осях  $\alpha$ ,  $\beta$  преобразуются к осям  $m$ ,  $n$ , вращающимся вместе с магнитным полем машины. В этих осях (в пренебрежении высшими гармониками шумов) магнитный поток, токи и напряжения имеют «постоянные» значения, т. е. неизменны в стационарном режиме и изменяются так же, как в машине постоянного тока, в переходных режимах. Вместе с тем удается «развязать» поток и токи и создать автономное регулирование потока и угловой скорости или момента.

На рис. 4.9 показана основная схема системы «Трансвектор». На вход системы поступают от преобразователя частоты следующие величины: токи двух фаз статора  $i_A$  и  $i_B$  от трансформаторов тока; магнитный поток в воздушном зазоре  $\Phi_A$  и  $\Phi_B$ , измеряемый двумя датчиками Холла, смешенными по дуге статора на  $120^\circ$  (§ 5.3); угловая скорость ротора  $\omega$  от тахогенератора.

Эти величины подвергаются преобразованию к осям, вращающимся синхронно с полем, следующими этапами (рис. 4.9, рамка I).

Каждая пара фазных величин трехфазной системы тока и потока преобразуется в двухфазную систему неподвижных же координат  $\alpha$ ,  $\beta$  соответственно в блоках 2 и 3. Преобразование осуществляется согласно векторной диаграмме рис. 4.10.

На основании фазных составляющих потока в воздушном зазоре  $\Phi_\alpha$  и  $\Phi_\beta$ , вычислительный блок 3 вычисляет составляющие потокосцеплений ротора  $\Psi_{2\alpha}$  и  $\Psi_{2\beta}$  по формулам:

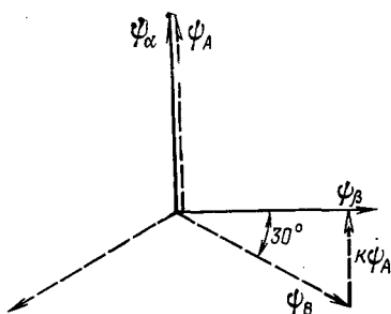


Рис. 4.10

$$\Psi_{\alpha 2} = K_L^{-1} \Psi_\alpha - L_{2s} i_\alpha;$$

$$\Psi_{\beta 2} = K_L^{-1} \Psi_\beta - L_{2s} i_\beta.$$

Коэффициенты связи ротора  $K_L^{-1}$  и индуктивности рас-сения ротора  $L_{2s}$  задаются потенциометрами.

Вычисленные составляющие потока содержат пульса-ции от пазов ротора. Эти пульсации фильтруются сложным фильтром в том же блоке 3. Чистые составляющие вектора потокосцеплений  $\Psi_{2\alpha}$  и  $\Psi_{2\beta}$  поступают в вычислительный блок 5, который вычисляет модуль вектора потокосцепле-ний ротора  $\Psi_2$  и его фазовый угол  $\varphi = \omega_1 t$  относительно неподвижной оси статора, например  $U_A$ :

$$\bar{\Psi}_2 = \Psi_{2\alpha} + j\Psi_{2\beta} = \Psi_2 (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

и единичные векторы-орты осей  $m$ ,  $n$ , вращающихся с по-лем:

$$\bar{a} = a_\alpha + ja_\beta = 1 (\cos \varphi_0 + j \sin \varphi_0).$$

В результате выполнено преобразование к осям  $m$ ,  $n$ , которое записывается в виде

$$\Psi_{2n} = C \Psi_{2m},$$

где

$$C = \begin{vmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{vmatrix}$$

— матрица (тензор) поворота — функция времени и ча-стоты статора, так как  $\varphi = \omega_1 t$ .

По такому же закону преобразуется в блоке 4 и вектор тока статора  $I_{1n}$  в осях  $\alpha$  и  $\beta$ , доставляемый блоком 2, в вектор тока  $i_{1n}$  в осях поля  $m$  и  $n$ :

$$i_{1n} = Ci_{1n}.$$

Составляющая тока  $i_{1m}$  совпадает по фазе с потоком ротора, а  $i_{1n}$  — опережает ее на  $90^\circ$ . Поэтому ток  $i_{1m}$  имеет смысл намагничивающего тока, а  $i_{1n}$  — активного тока на-грузки. На рис. 4.11 показана схема блоков 4 (рис. 4.9), осуществляющих преобразование координат. Блок состо-ит из двух функциональных узлов, каждый из которых со-держит по два четырехквадрантных умножителя и один суммирующий усилитель.

Полученные в результате преобразования координат «постоянные» токи  $i_m$  и  $i_n$ , поток ротора  $\Phi_2$ , а также сигнал угловой скорости  $\omega$ , доставляемый тахогенератором, открывают возможность построения системы автоматического регулирования потока и угловой скорости двигателя по таким же принципам подчиненного регулирования, которые применяются в приводах постоянного тока. Схема регулирования показана на рис. 4.9 в рамке II. Контур регулирования тока  $i_{1m}$  является внутренним относительно контура регулирования потока  $\Phi_2$ , а контур регулирования тока  $i_{1n}$  является внутренним относительно контура регулирования угловой скорости  $\omega$ , т. е. контур регулирования

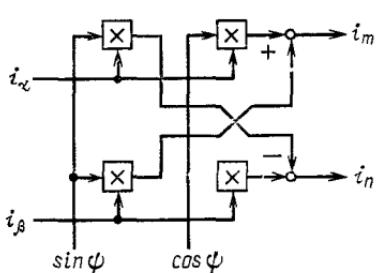


Рис. 4.11

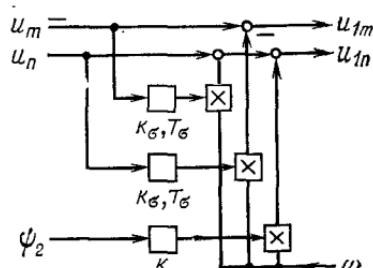


Рис. 4.12

тока  $i_{1n}$  подчинен контуру регулирования скорости. На рис. 4.9 блок 8 — регулятор тока  $i_{1m}$ ; 9 — регулятор тока  $i_{1n}$ , 10 — регулятор потока, 11 — регулятор угловой скорости двигателя.

В процессе регулирования скорости и момента при переходе из двигательного режима в генераторный меняется знак тока  $i_{1n}$ , а при реверсе меняется знак скорости  $\omega$ . Регулирование величин  $i_{1m}$  и  $\Phi$  происходит при неизменном знаке. Поток ротора определяется составляющей тока  $i_{1m}$ , регулирование которой соответствует регулированию тока возбуждения машины постоянного тока и подобно последней может управлять снижением потока в режиме постоянной мощности.

Выработанные регуляторами токов воздействия постоянного тока для управления преобразователем частоты должны быть подвергнуты обратному преобразованию к реальным величинам в неподвижных осях  $\alpha$ ,  $\beta$  в качестве воздействий управления, обеспечивающих требуемое напряжение инвертора, по амплитуде и частоте.

Это обратное преобразование осуществляется блоками в рамке III рис. 4.9. Блок 7 вычисляет составляющие на-

пряжения статора пока еще в осях  $m$ ,  $n$ . Он моделирует схему асинхронного двигателя и вычисляет напряжение по противо-ЭДС и падения напряжения в активных и индуктивных сопротивлениях, которые задаются коэффициентами  $k_a$ ,  $k_e$  и  $T_a$ . Для вычисления противо-ЭДС в блок вводятся сигналы потока и угловой скорости ротора. Схема блока показана на рис. 4.12.

Вычисленные векторы управляющих напряжений  $u_{1m}$  и  $u_{1n}$  подвергаются обратному преобразованию к неподвижным осям статора  $\alpha$  и  $\beta$  в блоке  $b$ , выполняющем операцию:

$$\mathbf{u}_h = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{u}_b,$$

где  $\mathbf{C}^{-1}$  — матрица, обратная  $\mathbf{C}$ :

$$\mathbf{u}_b = \begin{vmatrix} u_{1m} \\ u_{1n} \end{vmatrix}; \quad \mathbf{u}_h = \begin{vmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{vmatrix}.$$

Наконец, двухфазное напряжение  $\mathbf{u}_h$  преобразуется в трехфазное напряжение  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  в блоке  $l$ . Этот блок состоит из операционных усилителей и вычисляет напряжения фаз по известным соотношениям:

$$u_A = u_\alpha;$$

$$u_B = -\frac{1}{2} u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta;$$

$$u_C = -\frac{1}{2} u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} u_\beta.$$

Так задается напряжение инвертора, объединяющее разделившиеся сигналы регулирования потока и угловой скорости. Частота же определяется командным сигналом  $\omega_k$ , к которому добавляется сигнал абсолютного скольжения, значение которого при заданном потоке однозначно определяется моментом (см. § 1.2) и, следовательно, током  $i_{1n}$ , который вводится во внутренний контур регулирования угловой скорости.

Таким образом, трансвестор содержит управляющую вычислительную машину, которая вычисляет управляющие воздействия с помощью моделирования машин. Принципиальным недостатком такой системы является то, что параметры машины задаются извне, а они трудно определимы, меняются с каждым типоразмером двигателя и подвержены разным внешним воздействиям, в частности температурным (в схеме трансвестора учитывается зависимость активных сопротивлений от температуры).

Способ преобразования координат, интересный своим изяществом теоретически, практически — сложен.

Использование метода преобразования координат возможно в разных видах вентильного привода с различными преобразователями частоты и с асинхронными, синхронными и вентильными двигателями.

#### 4.4. КИНЕТИКА ВОЗБУЖДЕНИЯ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ ПОЛЯ

Нелинейность произведения токов в полной, классической системе дифференциальных уравнений асинхронной машины (4.12) и (4.13) препятствует выделению и рассмотрению вращающегося магнитного поля в качестве самостоятельного физического объекта. Между тем сущность физических процессов частотного управления, в частности процессов возбуждения, т. е. образования и изменения вращающегося поля, становится более ясной, если это поле рассматривать именно как самостоятельный объект. Этот аспект становится актуальным и практически в рассмотренных автономных системах регулирования потока благодаря отмеченной аналогии с двигателями постоянного тока.

Обосновать достаточно корректно возможность рассмотрения вращающегося потока изолированно от реакции вторичной цепи двигателя, т. е. его нагрузки, можно, пользуясь понятием «результатирующая постоянная времени». В [40] показано, что действие токов вторичных цепей трансформатора, при всех их состояниях — от разомкнутого до замкнутого накоротко может быть учтено «в среднем» одной эквивалентной цепью с некоторой «результатирующей постоянной времени», характеризующей некоторый «средний» процесс между состояниями холостого хода и короткого замыкания. Правомерность такого приближенного учета реакции нагрузки на результатирующую поток следует из закона равновесия МДС: возрастание вторичных токов влечет компенсирующее увеличение первичных токов, благодаря чему поток изменяется относительно мало и процессы изменения во времени первичного тока при холостом ходе  $i_x$  и коротком замыкании  $i_k$  различаются не столь уже сильно (рис. 4.13). В нашем случае положение улучшается тем, что при нормальных нагрузках асинхронного двигателя его скольжение мало и результатирующая постоянная времени практически совпадает с постоянной

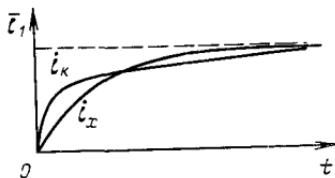


Рис. 4.13

времени холостого хода:

$$T_p \approx T_1 = L_1 / R_1.$$

С введением результирующей постоянной времени системы двух уравнений (4.12) вырождается в одно уравнение

$$R_1 \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\Psi}}{dt} = \bar{u}, \quad (4.21)$$

где  $\bar{\Psi} = L_1 \bar{i}$

(индекс статора «1» опускаем).

Здесь приложенное напряжение

$$\bar{u} = U_m e^{j(\omega t + \varphi_u)},$$

где  $\varphi_u$  — фаза вектора (угол сдвига) амплитуды волны напряжения относительно отсчетной точки дуги статора), зависящая от времени:

$$\varphi_u = \varphi_{u0} + \varphi(t).$$

Амплитуда и фаза приложенного напряжения рассматриваются как независимые функции времени, заданные управлением.

Рабочий поток в воздушном зазоре может быть выражен через полное потокосцепление статора  $\Psi$  простым соотношением:

$$\omega_1 \bar{\Phi} = \bar{\Psi} \frac{L_{12p}}{L_{1s} + L_{12p}} = \bar{\Psi} \frac{1}{1 + \tau_{1p}},$$

где  $L_{1s}$  — индуктивность рассеяния обмоток статора;  $L_{12p}$  — результирующая индуктивность;  $\tau_{1p}$  — соответствующий коэффициент рассеяния.

Очевидно,

$$L_p = L_{12p} + L_{1s}; \quad T_p = T_{12p} + T_s.$$

Подвергнув уравнение (4.21) преобразованию Лапласа — Карсона, получим в тех же обозначениях, решение в изображениях

$$\bar{\Psi} = \bar{\Psi}_0 \frac{T_p p}{1 + T_p p} + \bar{u} \frac{T_p p}{1 + T_p p}$$

и в оригиналах

$$\bar{\Psi} = \bar{\Psi}_0 e^{-t/T_p} + \int_0^t \bar{u}(\tau) e^{-\frac{t-\tau}{T_p}} d\tau. \quad (4.22)$$

В обеих формулах  $\bar{\Psi}_0 = \bar{\Psi}$  при  $t=0, p=\infty$ .

Последняя формула выражает вектор врачающегося поля в функции времени, как по модулю, так и по фазе, при любом законе изменения во времени напряжения  $\bar{u}$ .

Наибольший практический интерес представляет частный случай линейного управления, т. е. изменения мгновенной частоты пропорционально времени  $\omega = \epsilon t$ ,  $\epsilon = \text{const}$ . В этом случае уравнение (4.22) решается аналитически с помощью таблиц функций  $F(z) = \int_0^t e^{x^2} dx$  в комплексной области [39].

Рассмотрим некоторые физические свойства врачающегося поля при частотном управлении.

Подставив в (4.21)

$$\bar{\Psi} = \Psi_m e^{j(\omega t + \varphi_\Phi)},$$

получим

$$\bar{u} = R\bar{i} + \left( \frac{d}{dt} \Psi_m + j\omega_\Phi \Psi_m \right) e^{j(\omega t + \varphi_\Phi)}.$$

Это уравнение показывает, что при любом законе управления напряжением его вектор уравновешивает три составляющие: падение напряжения в активных сопротивлениях статора, изменение амплитуды врачающегося поля и противо-ЭДС вращения.

Отсюда следуют принципиально важные заключения:

1) при неизменной амплитуде врачающегося поля управление его угловой скоростью изменением частоты приложенного напряжения происходит безынерционно;

2) изменения амплитуды поля происходят с экспоненциальным запаздыванием, которое приближенно оценивается результирующей постоянной времени, стремящейся с уменьшением скольжения к постоянной времени цепи статора при идеальном холостом ходе.

Эти положения проще всего пояснить на частном случае включения напряжения постоянной частоты и разложение вектора потокосцеплений по ортогональным осям  $\alpha$

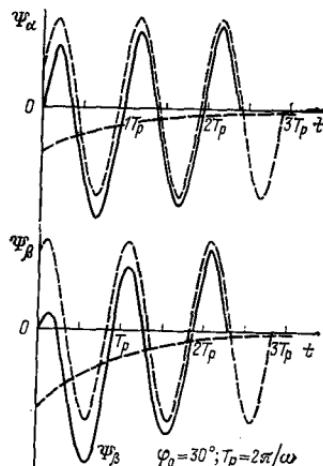


Рис. 4.14

и  $\beta$  (рис. 4.14):

$$\begin{aligned}\Psi_{\alpha} &= (\Psi_{\alpha 0} - \Psi_m \sin \varphi_0) e^{-t/T_p} + \Psi_m \sin(\omega t + \varphi_0), \\ \Psi_{\beta} &= (\Psi_{\beta 0} - \Psi_m \cos \varphi_0) e^{-t/T_p} + \Psi_m \cos(\omega t + \varphi_0),\end{aligned}\quad (4.23)$$

где

$$\Psi_m = L_p I_m = U_m \frac{L_p}{\sqrt{R_{\alpha}^2 + L_p^2}};$$

$\varphi_0$  — начальная фаза напряжения;  $\Psi_0$  — начальные значения потока.

При включении напряжения на невозбужденный двигатель поле формируется из постоянной вынужденной составляющей  $\Psi_0 = 0$  и свободной экспоненциально затухающей составляющей с начальными значениями:

$$\Psi_{\alpha 0} = -\Psi_m \sin \varphi_0, \quad \Psi_{\beta 0} = -\Psi_m \cos \varphi_0.$$

Пусть теперь осуществляется ускорение поля от начального значения с амплитудой  $\Psi_0 = \Psi_m$ . Такой случай реально имеет место после динамического торможения, когда установившиеся составляющие поля имеют значения:

$$\Psi_{\alpha 0} = \Psi_m \sin \varphi_0; \quad \Psi_{\beta 0} = \Psi_m \cos \varphi_0.$$

Уравнения (4.23) вырождаются в

$$\Psi_{\alpha} = \Psi_m \sin(\omega t + \varphi_{\alpha});$$

$$\Psi_{\beta} = \Psi_m \cos(\omega t + \varphi_{\beta}),$$

т. е. вращающееся поле мгновенно принимает частоту приложенного напряжения, вектор которого должен измениться скачком от значения  $\bar{u} = R_i \bar{i}_1$  до значения

$$\bar{u} = R_i \bar{i}_1 + j C \Psi_m \omega e^{j(\omega t + \varphi_0)}, \quad (4.24)$$

где  $C$  постоянная.

При линейном ускорении предварительно возбужденного поля

$$\omega = \varepsilon t; \quad \varepsilon = \text{const}; \quad \varphi = \frac{1}{2} \varepsilon t^2.$$

Составляющая напряжения, затрачиваемая на ускорение первоначально неподвижного поля, согласно (4.24)

$$\bar{e} = C \Psi_m \varepsilon t e^{j \frac{1}{2} \varepsilon t^2},$$

а полное напряжение

$$\bar{u} = R_i \bar{i}_1 + j C \Psi_m \varepsilon t e^{j \varepsilon t^2 / 2}.$$

Изложенное позволяет сделать следующие практические заключения.

В подавляющем большинстве случаев постоянная времени возбуждения рабочего потока асинхронного двигателя много больше постоянной времени потока рассеяния  $T_{12p} \gg T_{1s}$ . Это дает основания разделить в системе электропривода электромагнитные процессы инвертора с двигателем на медленные, протекающие с постоянной времени  $T_{12p}$ , и быстрые — с постоянной времени  $T_{1s}$ .

Следовательно, можно рассчитывать с хорошим приближением электромагнитные процессы инвертора вместе с первичной цепью статора двигателя по уравнению

$$R_1 \bar{i}_1 + L_{1s} \frac{d\bar{i}_1}{dt} = \bar{u} - \bar{e},$$

где  $\bar{e}$  — ЭДС, индуцируемая вращающимся полем, модуль которой можно считать постоянным, подобно тому как это делается в приводах постоянного тока. Такой подход может оказаться особенно целесообразным в приводах с ШИМ.

При регулировании напряжения, вследствие большой инерции поля, возможные его «провалы» потребуют для уравновешивания момента нагрузки слишком больших толчков тока.

## Глава пятая

# ПРОМЫШЛЕННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

## 5.1. ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ СЕРИИ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ И КОМПЛЕКТНЫХ ПРИВОДОВ

Серийное производство тиристорных преобразователей частоты общепромышленного применения ТПЧ было начато Запорожским производственным объединением «Преобразователь» в 1970 г. [45].

Серия состоит из четырех типоразмеров преобразователей мощностью 15, 40, 63 и 100 кВ·А.

Серия ТПЧ предназначена для персверсивных приводов с короткозамкнутыми асинхронными двигателями и обеспечивает диапазон регулирования частоты от 5 до 60 Гц при напряжении от 20 до 360 В.

Преобразователи частоты построены по двухзвенной схеме с промежуточной цепью постоянного тока и с управляемым выпрямителем. Автоматические инверторы напряжения имеют исполнения: ТПЧ-15, ТПЧ-40 и ТПЧ-63-I с междуфазовой коммутацией и отсекающими диодами, ТПЧ-63-II и ТПЧ-100 — с импульсной коммутацией. Для обеспечения нормальной коммутации использован подзаряд конденсаторов от дополнительного источника постоянного тока: в инверторах ТПЧ-15 — от диодного выпрямителя, а в остальных ТПЧ — через тиристоры.

Таблица 5.1. Характеристики преобразователей частоты серии

Наименование	ТПЧ-15	ТПЧ-40	ТПЧ-63, I и II
Выходное, номинальное линейное напряжение, В	220	220	220/360
Номинальная мощность, кВ·А	15	40	63
Диапазон регулирования частоты, Гц	5—60	5—60	5—60
Стабильность выходной частоты в номинальном режиме, %	±2	±2	±2
Расчетный КПД, %	83	87	90
Коэффициент мощности при номинальной нагрузке	0,85	0,85	0,9
Охлаждение	Естественное		Пряну
Входной трансформатор <sup>1</sup>	Есть	Есть	Есть у I, нет у II
Габариты с трансформатором, мм	1800×700×800	1800×700×900	2000×900×800
Масса, кг	500	740	820

<sup>1</sup> кВт.<sup>2</sup> От установленного значения.<sup>3</sup> Автотрансформатор.

В преобразователях ТПЧ-15, ТПЧ-40 и ТПЧ-63-И выпрямители содержат понижающие трансформаторы, а преобразователи ТПЧ-63-II и ТПЧ-100 — выполнены без трансформаторов, но с токоограничивающими реакторами.

Преобразователи имеют замкнутую систему регулирования напряжения и частоты с компенсацией падения напряжения в активных сопротивлениях статора, обеспечивающей постоянство полного потока статора по всему диапазону частот и выполняемой по методу, предложенному автором (§ 2.3).

Управление электроприводом обеспечивает частотный пуск до любой заданной скорости, плавное регулирование скорости, частотное и динамическое торможение с автоматическим ограничением темпа снижения частоты. Разгон двигателя осуществляется в функции скорости при постоянном абсолютном скольжении, что обеспечивает максимальное быстродействие при ограничении тока на допустимом уровне и облегчает работу преобразователя в переходных режимах.

Управление выпрямителем осуществляется по вертикальному принципу с синусоидальным опорным напряжением; тиристоры управляются короткими сдвоенными импульсами.

Инверторы с междуфазовой коммутацией управляются от последовательного тиристорного распределителя, состоящего из задающего генератора и пересчетного кольцевого устройства, выполняющего одновременно и функции формирования управляющих импульсов. Основные характеристики преобразователей частоты серии ТПЧ приведены в табл. 5.1. Для инверторов с импульсной коммутацией использована оригинальная схема управления на элементах «Логика», и тиристорно-транзисторных формирователях импульсов. Мощность, потребляемая на управление, не превышает 100 Вт.

В схемах ТПЧ имеется защита от перегрузок по току, срывов инвертирования, внутренних и внешних коротких замыканий. Предусмотрено также автоматическое повторное включение на случай срывов инвертирования.

## ТПЧ

ТПЧ-100	ТПЧ-30	ТПЧ-125/220У4	ТПЧ-160/220У4	ТПЧ-160/380У4
360	230	265	220	352
100 5—60	30 <sup>1</sup> 5—60	50 <sup>1</sup> 15—60	50 <sup>1</sup> 15—60	80 <sup>1</sup> 5—80
±2	±2	±0,5 <sup>2</sup>	±0,5 <sup>2</sup>	±0,5 <sup>2</sup>
92 0,9	87 0,85	83 0,9	86 0,9	93 0,83
длительное				
Нет 2200×900×800	Есть <sup>3</sup> 700×900×2120	Есть <sup>3</sup> 2540×1020×720	Есть 2540×1020×720	Нет 1250×1000×2540
1000	500	1950	1800	1500

Все преобразователи этой серии рассчитаны на питание от сети 380 В, 50 Гц, длительный режим работы при температуре окружающей среды от +1 до +40°C, нормальном атмосферном давлении, при относительной влажности не более 80% (при -20°C). Воздушная среда не агрессивная.

Основное применение электроприводы с преобразователями типа ТПЧ нашли в металлургической, химической и текстильной отраслях промышленности.

Новая серия преобразователей частоты ЭКТ для комплектных электроприводов разработана на основе автономных инверторов напряжения [46]. Ее главное отличие от серий ТПЧ заключается в том, что система управления, защиты и сигнализации выполнена не на дискретных элементах, а на микросхемах серий К133 и К140, что позволило не только почти вдвое уменьшить габариты преобразователя, но и существенно улучшить их технические характеристики и повысить степень унификации.

Преобразователи частоты ЭКТ содержат выпрямитель, автономный инвертор с пофазной коммутацией, согласующий трансформатор (для выходных напряжений 220 В), токоограничивающие резисторы, систему управления, сигнализации и защиты. Защита вентилей обеспечивается автоматическими выключателями в сочетании с быстродействующей защитой, основанной на переводе выпрямителя в инверторный режим.

В преобразователе использованы тиристоры серий ТБ, ТД и Т. Время выключения основных тиристоров инвертора не превышает 50 мкс. Коммутация осуществляется специальными конденсаторами с удельными характеристиками 10—15 мкФ/дм<sup>3</sup>.

Преобразователи серии ЭКТ имеют следующие основные параметры: номинальное напряжение питания 380 В, номинальные выходные напряжения 220, 380 В; токи 20, 32(40), 63, 100, 160, 250 А. Диапазоны регулирования частоты: 50—70 и 15—200(250) Гц, точность стабилизации частоты ±0,5%; охлаждение принудительное от

встроенного вентилятора (преобразователи на 10 и 20 кВ·А имеют естественное охлаждение); климатические условия: влажность не более 80% при 20°C на высоте над уровнем моря не более 1000 м. Перегрузка по току 1,5 для исполнений на 250 Гц и 2,0 для остальных исполнений. Регуляторы допускают работу с внутренней обратной связью по напряжению или ЭДС двигателя.

Торможение рекуперативное или частотное с поглощением энергии на внутренних элементах схемы.

Конструкция преобразователя выполнена в шкафах каркасного типа с двухсторонним доступом для обслуживания. Силовая часть и аппаратура управления оформлены в виде внешних легко заменяемых блоков с контрольными гнездами и мнемоническими схемами на лицевых панелях. Габариты преобразователей ЭКТ приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Преобразователи серий ЭКТ

Мощность, кВ·А	Максимальная частота на выходе, Гц	Размеры, мм
10, 20	60, 70	800×400×2000
10	250	800×400×2000
40	60, 70	1000×1000×2400
63, 100	60, 70	1000×1000×2400
20, 40	250	1000×1400×2400
63	250	1000×1700×2400
100	250	1600×2400×2400

Преобразователи частоты ЭКТ комплектуются в однодвигательные приводы с двигателями 4А, ВАО и другими, а в многодвигательные — с двигателями типов АР, СРД. Максимальная частота 250 Гц для двигателей СРД, 70 Гц для двигателей АР и 60 Гц для двигателей 4А и ВАО. Коэффициент мощности 0,15—0,9 для двигателей АР и СРД и 0,7—0,95 для двигателей 4А, ВАО.

Преобразователи ЭКТ могут быть использованы также для питания синхронно-реактивных двигателей мощностью до 100 кВ·А.

Для установок мощностью 100—500 кВ·А разработана серия комплектных тиристорных электроприводов с автономными инверторами напряжения ПЧИ-К [47].

В комплект привода ПЧИ-К входят: щит с преобразователем, короткозамкнутые двигатели специальной модификации, предназначенный для частотного управления, и трансформаторы типов ТСЗП-160/07, 380В-3108 для ПЧИ-К-12 и ТСЗП-250/07, 380В-3100 для ПЧИ-К-22.

Согласно техническим условиям комплектные электроприводы изготавливаются в разных вариантах, в частности: однодвигательные и многодвигательные, с регуляторами частоты и с регуляторами частоты вращения, с управлением от потенциометра и от сельсинного командааппарата, от внешнего источника питания и от источника ГСП с током 0—5 мА.

Питание серии ПЧИ-К от сети 380 В, 50 или 60 Гц с изолированной или заземленной нейтралью. Искажения напряжения сети не должны превышать 10% амплитуды при длительности не более 10°.

Выходные номинальные данные серии ПЧИ-К приведены в табл. 5.3.

Номинальная выходная частота 50 Гц для всех серий, диапазон регулирования частоты от 2 до 70 Гц. Выходное напряжение поддерживается с точностью  $\pm 2,5\%$  по амплитуде и  $\pm 1\%$  по частоте от номинальных значений.

Допустимая перегрузка по току зависит от длительности перегрузки:

Перегрузка 1,1	1,25	1,5	2
Длительность 20 мин	10 мин	1 мин	10 с

Максимальный момент двигателя определяется допустимой кратностью перегрузки по току  $2I_n$  в течение 10 с. Работа с перегрузкой выше  $2I_n$  недопустима. КПД преобразователя частоты ПЧИ-К в номинальном режиме не ниже 0,92, а коэффициент мощности — не ниже 0,9. Коэффициент мощности нагрузки при номинальном токе может

Таблица 5.3. Преобразователи серии ПЧИ-К

Серия	Напряжение, В	Ток, А	Мощность, кВ·А
ПЧИ-К-11	380	200	125
ПЧИ-К-21	380	400	250
ПЧИ-К-31	380	600	375
ПЧИ-К-41	380	800	500
ПЧИ-К-12	660	200	250
ПЧИ-К-22	660	400	500

меняться от 0,15 до 0,9. Серия обеспечивает длительную работу при изменении момента от нуля до номинального.

Регулирование ниже номинальной частоты осуществляется в режиме постоянного момента, а выше номинальной — в диапазоне от 1 до 1,4 — в режиме постоянной мощности. При частоте выше номинальной напряжение поддерживается постоянным.

Стабилизация угловой скорости выполняется в двух вариантах. В комплектах с регулятором частоты стабильность частоты вращения вала двигателя определяется механической характеристикой двигателя. Закон регулирования напряжения в зависимости от частоты близок к пропорциональному с форсированием напряжения в области низких частот подобно закону  $IR$ -компенсации. Напряжение по всему диапазону регулирования поддерживается на заданном уровне постоянным, независимо от нагрузки и колебаний напряжения сети, с точностью  $\pm 2,5\%$  номинального значения.

Частотное торможение осуществляется с рекуперацией энергии в сеть. Время изменения частоты от минимальной до номинальной от 1 до 12 с.

В варианте с регулятором угловой скорости двигателя, привод обеспечивает диапазон регулирования 15 : 1, стабильность скорости не хуже 0,2% от номинальной в установленном режиме и при изменении момента нагрузки от 0 до номинального, при условии использования прецизионного тахогенератора.

Преобразователи имеют защиту от внешних и внутренних коротких замыканий, перегрузки, перенапряжений на тиристорах, исчезновения охлаждающего воздуха. Они предназначены для работы в закрытых помещениях при климатических условиях, соответствующих ГОСТ 15543-70 и ГОСТ 14150-69 в нормальной неагрессивной среде.

Преобразователь комплекта имеет блочную конструкцию и состоит из шкафа управления и силовых блоков (щитов) мощностью по 125 кВ·А каждый.

Щит оснащен световой сигнализацией, блокировками и измерительными приборами входного и выходного напряжений, выходного тока и частоты.

## 5.2. ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ЗАРУБЕЖНЫХ ФИРМ

Первой в мире фирмой, освоившей промышленный выпуск комплектных приводов с частотным управлением, была шведская фирма АСЭА (ASEA). С 1960 г. она поставила около полутора тысяч приводов «Астат» (ASTAT) [49].

Последняя серия преобразователей частоты «Астат» модель YRQB обслуживает двигатели мощностью от 100 до 525 кВт при напряжениях сети 380 и 500 В и токах 325, 550 и 825 А. КПД привода выше 90%.

Преобразователи частоты построены по классической схеме управляемый выпрямитель — автономный инвертор тока с отсекающими диодами (см. рис. 3.59). Система управления обеспечивает плавное регулирование скорости в диапазоне 10 : 1 с точностью до скольжения двигателя. При введении компенсации скольжения точность поднимается до 0,5%. Система управления содержит задатчик темпа нарастания частоты, цепь ограничения тока, блок задания требуемого отношения напряжения к частоте с использованием блока вычисления момента.

Входные сигналы: командный сигнал управления частотой и сигналы с датчиков потребляемого из сети и выпрямленного токов и напряжения на выводах двигателя. Два выходных сигнала управляют выпрямителем и инвертором.

Задача обеспечивается цепью ограничения тока. Инвертор и двигатель не защищаются плавкими вставками. Рекомендуется дополнительная защита от перенапряжений, так как напряжение конденсаторов, емкость которых соответствует мощности двигателей, зависит от тока двигателя. Выпрямитель защищен быстродействующими плавкими вставками. По желанию вводятся любые другие виды защиты, например от нарушения симметрии фаз, замыкания на землю и др.

В нормальном исполнении преобразователь рассчитан на работу в одноквадрантном режиме, свойственном основным видам потребителей: приводам насосов, вентиляторов и роликов рольгангов. Специальные модификации выполняются для четырехквадрантной работы, с рекуперативным торможением и т. д. Так, последняя модель системы «Астат» YQTH мощностью до 280 кВт имеет тахометрическую обратную связь и допускает кратковременную работу при низких частотах вращения, что необходимо, например, в приводах кранов, лебедок и подъемников. Предусмотрено также торможение противовключением с ограничением тока при замедлении и невязке.

Швейцарская фирма «Бруун Бовери» выпускает серию комплектных приводов «Вериверт-1» (VERIVERT-1) с короткозамкнутыми двигателями от 20 до 1000 кВт с преобразователями по той же схеме (см. рис. 3.59) с четырехквадрантным управлением [52].

Устройство управления выполняется на интегральных схемах в двух вариантах: с регулированием напряжения (без тахогенератора) и с регулированием угловой скорости (с тахогенератором).

Структурная схема с регулированием напряжения показана на рис. 5.1,а.

Командное напряжение  $u_k$  сравнивается с напряжением инвертора, доставляемым блоком 3, и сигнал отклонения через блоки регулирования 1 и формирования и ограничения 2 снова сравнивается с значением тока сети, доставляемым блоком 6, и через блоки 4 и 5, управляет выпрямителем. Контур регулирования тока является подчиненным по отношению к внешнему контуру регулирования напряжения. Тот же командный сигнал напряжения используется для управления частотой инвертора через блок преобразования напряжение — частота 7, дающий частоту в определенном отношении к напряжению, и блок формирования импульсов 8, управляющий тиристорами инвертора. Этот вариант регулирования может обеспечить стабильность угловой скорости только с точностью до скольжения.

Большую точность регулирования скорости двигателя и высокие динамические качества, приближающиеся к свойствам приводов постоянного тока, обеспечивает второй вариант схемы управления (рис. 5.1, б) благодаря использованию обратной связи с цифровым тахогенератором  $TG$ .

Командный сигнал скорости  $\omega_k$  сравнивается с сигналом тахогенератора после преобразования его блоком 5. Полученный сигнал отклонения воздействует на регулятор скорости 1, после которого сигнал разветвляется на два блока 2 и 3. Блок 3 с релейной гистерезисной характеристикой выдает сигнал в блок 10, где он снова суммируется с сигналом регулятора 1, после того как последний прошел блоки формирования 2 и преобразования напряжение — частота 9. Таким образом, блок 10 суммирует в импульсной форме угловую скорость и преобразованный сигнал отклонения скорости, в результате чего получается сигнал частоты инвертора, которым он управляет через блок 11.

В подчиненном контуре регулирования сигнал текущего значения первичного тока с блока 8 сравнивается с задающим сигналом, доставляемым формирующим блоком 4, на который поступает сигнал отклонения скорости через блоки 1 и 2.

Таким образом, частота инвертора задается как сумма сигналов скорости двигателя и ее отклонения от заданного значения, в результате чего восстанавливается заданное значение скорости.

Фирма АЭГ (AEG, ФРГ) выпускает тиристорные приводы серии «Туре» (TURE) для двигателей мощностью от 10 до 400 кВт [50]. Двухзвенные преобразователи частоты с промежуточной цепью по-

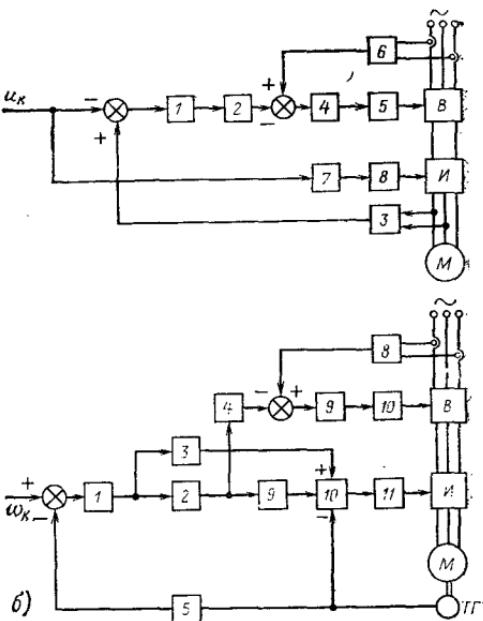


Рис. 5.1

стоянного тока обеспечивают регулирование частоты в диапазоне 10:1 и по желанию до 150:1 при стабильности скорости двигателя от 0,1 до 0,5%. Используется задание темпов нарастания и снижения частоты. Возможно рекуперативное торможение. Особенности серии: датчики температуры, встроенные в двигатели, и возможность аварийного переключения двигателя с ПЧ на сеть.

Серия приводов «Симоверт» (Simovert) с двухзвенными преобразователями частоты выпускается в трех модификациях: А, С и С [51]. Модификация А предназначена для питания асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором от 14 до 530 кВт с питанием от трехфазной сети 380 или 500 В. Обеспечивается реверсивная четырехквадрантная работа. Модификация С служит для питания синхронных двигателей, возбуждаемых от постоянных магнитов мощностью 7,5—36 кВт. Модификация С рассчитана на питание асинхронных двигателей с фазным ротором мощностью 2000 кВт.

Японская фирма «Тосиба» выпускает серию электроприводов «Тосуерт» (TOSUERT) малой и средней мощности [58].

Преобразователи частоты выполнены с инверторами тока по классической схеме (см. рис. 3.59). Серия «Тосуерт-400» питается от трехфазной сети 50 или 60 Гц и обеспечивает следующий диапазон мощностей:

Напряжение, В	220	440
Мощность, кВт	60; 90; 120	180; 240; 300
Ток, А	173; 260; 345	260; 345; 433

Номинальные напряжения на выходе инвертора 200 и 400 В. Допустимая перегрузка по току 150% в течение 30 с. Выходная частота — 60(120) Гц. Диапазон регулирования частоты 10:1. Температура среды 0—40°C. Допустимая влажность 30—80%. КПД — около 0,95.

Мощность преобразователей частоты увеличивается посредством параллельного соединения базовых инверторов тока. Мощности суммируются с помощью силовых трансформаторов со сдвигом фаз вторичных обмоток на 30°, включенных по эквивалентной 18-фазной схеме из трех групп, что существенно улучшает форму напряжения.

Модель этой серии на мощность 2900 кВ·А при напряжении 650 В и частоте 60 Гц имеет общий понижающий трансформатор на первичной стороне по схеме треугольник — треугольник и три выходных трансформатора инвертора, собранных по схемам «зигзаг — треугольник» — фаза —30°, зигзаг — треугольник — фаза +30° и звезда — треугольник — фаза 0.

Вторая серия электроприводов фирмы «Тосуерт» (TOSUERT) комплектуется короткозамкнутыми двигателями мощностью 300—1250 кВ·А. Питание от сети 50 или 60 Гц, 3300 и 6600 В через трансформатор или от сети 440 В — непосредственно.

Преобразователь частоты выполнен с неуправляемым мостовым выпрямителем, фильтром LC и инвертором напряжения. Инвертор собран из тиристорных однофазных модулей и имеет также улучшенную форму напряжения благодаря использованию многообмоточного трансформатора по эквивалентной 12-фазной схеме.

Выходное напряжение преобразователя трехфазное 3300 и 6600 В или другое, по особому заказу. Выходная частота от 0,5 до 60 Гц.

Основные назначения электроприводов: регулирование скорости воздуховодов, вентиляторов, насосов для металлургии, перекачочных

станций морской воды и водоотлива в горной промышленности, водоочистительных станций и др.

В США комплекты промышленного электропривода с частотным управлением выпускают около 20 фирм [54] в большом количестве моделей, различных модификаций и габаритов, отличающихся весьма большим разнообразием параметров, которые трудно систематизировать. Однако подавляющее большинство их построено на основе рассмотренных нами выше типовых схем. Поэтому представляет интерес не описание отдельных моделей, а общая оценка их свойств, показывающая проверенную на практике технико-экономическую жизненность тех или других технических решений и характеристики на данном уровне развития.

В зависимости от структуры преобразователей частоты выпускаются вентильные приводы следующих видов, перечисленные в порядке количества выпускаемых моделей:

#### Управляемые выпрямители:

с инверторами напряжения . . . . .	12
с инверторами тока . . . . .	2
Неуправляемые выпрямители с инверторами и ШИМ . . . . .	9
Неуправляемые выпрямители с время-импульсными биполярными прерывателями для регулирования выпрямленного напряжения . . . . .	4
То же, с однополярными время-импульсными прерывателями . . . . .	1
Специальные схемы . . . . .	1

Таким образом, преобладающее место занимают два вида частотного привода: первое место — с управляемыми выпрямителями и второе — с неуправляемыми выпрямителями и ШИМ напряжения, питаемого инвертором. На третьем месте находятся преобразователи с время-импульсным регулированием напряжения постоянного тока.

По способу формирования напряжения на выходе инвертора первое место занимают преобразователи частоты со ступенчатой формой напряжения (23 и 33 моделей), причем за исключением трех с шестиступенчатой формой две модели имеют напряжение из 12 ступеней и одна из 6 и 12. Из всех моделей 19 выпускаются в разной шкале мощностей от 4 до 24 габаритов.

Наибольшее число габаритов — 24 в диапазоне 3—1000 кВ·А содержит модель фирмы «Контрол Продакт» по специальной схеме управления вторичными обмотками. Модель имеет стандартный диапазон регулирования 5—118 Гц и по особому заказу 10—230 или 10—400 Гц. Стабильность частоты  $\pm 0,05\%$  обеспечивается аналоговыми средствами.

Второе место (18 габаритов в диапазоне 1—150 кВ·А) занимает модель «Ланцер» (Lancer 44XL) фирмы «Лусис Аллис». Эта фирма выпускает пять моделей преобразователей частоты, из них две с инверторами тока (с шестиступенчатым напряжением 18 габаритов и с двенадцатиступенчатым 8 габаритов) в шкале мощностей от 200 до 800 кВ·А. Диапазон частот для первого варианта 0—120 Гц, для второго 0—60 Гц, по особому заказу соответственно 0—200 и 0—120 Гц. Наилучшая стабильность частоты  $\pm 0,5\%$  в аналоговом варианте и  $\pm 0,05\%$  в цифровом. Интересно, что эта же фирма выпускает еще три модели — одну с ШИМ инвертором (4 габарита) и две с управляемым выпрямителем: 8 габаритов 10—60 кВ·А и 3 габарита — 75—100 кВ·А.

Уже упомянутая фирма «Контрол Продакт» выпускает приводы самой большой мощности (1000 кВ·А), другие фирмы — до 500, 800 кВ·А.

Диапазон регулирования частоты весьма разнообразный: от 0 до 60, 90, 120 Гц, от 10 до 120 и до 400 Гц, от 60 до 120 Гц и т. д. По точности стабилизации частоты все модели можно разделить на два класса: с грубой стабилизацией — от 0,5 до 2%, с точной стабилизацией — от 0,05 до 0,001%.

Большинство моделей (65%) обеспечивает рекуперацию энергии в сеть до 100% номинальной мощности, а в некоторых моделях до 150% в течение 1 мин. Основную защиту имеет 80% моделей, непрерывное управление 65%, динамическое торможение 95%, реверс 80% и заправочные скорости 90%, управление ускорением — 95%, а замедлением 85%.

В наиболее типичных областях применения частотного привода первое место занимает многодвигательный привод в разных вариантах:

1) одновременное регулирование частоты вращения всех двигателей с соблюдением заданных соотношений скоростей по всему диапазону;

2) при общем регулировании частоты вращения для отдельных двигателей могут быть заданы разные соотношения, неизменные или управляемые;

3) точное согласование скоростей секций лентопротяжных машин с постоянным натяжением материала (машин для полиэтилена и др.).

Для однодвигательных приводов отмечаются такие области преимущественного применения частотного управления:

1) использование в неблагоприятной (пыль, грязь, влажность) или агрессивной среде, без защиты специальными кожухами;

2) регулирование скорости от датчиков различных технологических параметров (давления, температуры, скорости и др.);

3) поддержание постоянства окружной скорости шлифовальных кругов и т. п.

При выборе одного из двух приводов — привода постоянного тока или с частотным управлением учитываются следующие преимущества последнего: прочность, надежность и малая инерционность короткозамкнутого двигателя; простота обслуживания; стойкость к агрессивным свойствам среды; безопасность и быстродействие; удобство согласования скоростей многодвигательных приводов и возможность использования рекуперативного торможения в них.

Отмечается также, что благодаря своей «молодости» частотный привод имеет еще много неиспользованных резервов, как в отношении своего качества, в особенности надежности, так и по снижению стоимости.

Наряду с тиристорным электроприводом расширяется применение промышленного электропривода с транзисторными преобразователями частоты.

Например, швейцарская фирма «Машинен фабрик» (Maschinen Fabrik) выпускает для текстильной промышленности две модели преобразователей частоты серии «Текстиверт» (TEXTIVERT) на интегральных транзисторах.

Преобразователь частоты состоит из неуправляемого выпрямителя и автономного инвертора с ШИМ. Питание от трехфазной сети 220 В, 50 и 60 Гц. Выходное напряжение трехфазное, 220 В. Диапазон частот от 1 до 250 Гц. Длительная мощность 1,5 и 2,5 кВ·А с допускаемой перегрузкой до 3 кВ·А в течение 1 мин. Габариты

$380 \times 285 \times 117$  мм. Масса 6,5 и 7 кг. Двигатели асинхронные коротко-замкнутые и синхронные.

Устройство управления асинхронными двигателями содержит задатчик частоты, преобразователи сигналов, блоки ограничения тока и напряжения. Замкнутой цепи управления частотой подчинена цепь регулирования напряжения, состоящая из задатчика частоты, блоков сравнения, модулятора и блоков ограничения тока.

Во Франции транзисторные преобразователи частоты для асинхронных приводов выпускают несколько фирм. «Телемеканик Электрик» (Telemecanique Electrique) выпускает приводы с инверторами напряжения для питания от трехфазной сети 380 В при мощности 12—24 кВ·А с расширением до 50 кВ·А. Выходное напряжение трехфазное, 220—306 В. Диапазон регулирования частоты 5—1000 Гц. Модель 6 кВ·А — до 2000 Гц. Фирма «Джемонт Шнейдер» (Jemont Schneider) выпускает приводы с инверторами тока для питания от трехфазной сети 220 В и управлением по методу ШИМ.

В Японии распространена серия транзисторных приводов «Френник (FRENIC) 5000 G» с градацией мощности 1,5; 3; 5; 10; 15; 20 и 25 кВ·А. Первичное напряжение трехфазное, 200 или 220 В, частота 50 или 60 Гц. Выходное напряжение трехфазное, 200 В, частота 30, 120 и 210 Гц, диапазон регулирования 10:1, стабильность частоты  $\pm 1\%$  при температуре  $25 \pm 10^\circ\text{C}$ . КПД инвертора выше 90%. При мощности более 5 кВ·А используется принудительное воздушное охлаждение.

### 5.3. ТЯГОВЫЙ ПРИВОД

С точки зрения теории частотного управления тяговый привод интересен как наиболее важный пример частотного привода, в котором управление осуществляется не по угловой скорости, а по моменту.

Основоположник частотного управления акад. М. П. Костенко с самого начала считал наиболее важной и масштабной областью использования частотного управления короткозамкнутыми двигателями электротяги. Возможно, что и сама идея частотного управления родилась у него в поисках решения проблемы электротяги. Но и теперь эта проблема все еще не достигла технико-экономического уровня, необходимого для широкой практической реализации.

В последние годы обстоятельное исследование в этом направлении проведено фирмой «АЭГ-Телефункен» (ФРГ) для двух видов электротяги: моторных вагонов метрополитена с питанием от контактной сети постоянного тока и магистральных электропоездов — от однофазной сети переменного тока [53].

Вариант с контактной сетью постоянного тока был исследован на опытном сдвоенном моторном вагоне метрополитена Западного Берлина.

На рис. 5.2 показана упрощенная схема электропривода. Автономный инвертор тока I имеет номинальную мощность 775 кВ·А, 560 В, 800 А. Типовая (габаритная) мощность при максимальном входном напряжении постоянного тока 900 В составляет 930 кВ·А. Все оборудование трехфазного электропривода с восемью тяговыми двигателями размещено под полом двух вагонов — ведущего, с главным силовым оборудованием, и ведомого — с вспомогательным.

Автономный инвертор тока по простой схеме рис. 3.59 питает от контактной сети через сетевой фильтр  $LC$  восемь двигателей, соединенных параллельно по четырем на каждом вагоне.

Управление поездом осуществляется с пульта посредством функционального задатчика 2, который выдает командное воздействие  $M_K$ , задающее момент двигателя. Это воздействие сравнивается в регуляторе момента 3 с фактическим значением момента на валу двигателей, которое вычисляется приближенно, с пренебрежением потерями в измерительном блоке 4, по первичной электрической мощности двигателей и скорости  $\omega$ , измеряемой тахогенератором 5. Для вычисления момента в блок 4 вводятся сигналы трех линейных токов  $I_L$ , двух линейных напряжений  $U_L$  и угловой скорости  $\omega$ . Сигнал вычисленного момента поступает в блок регулятора 3, который вычис-

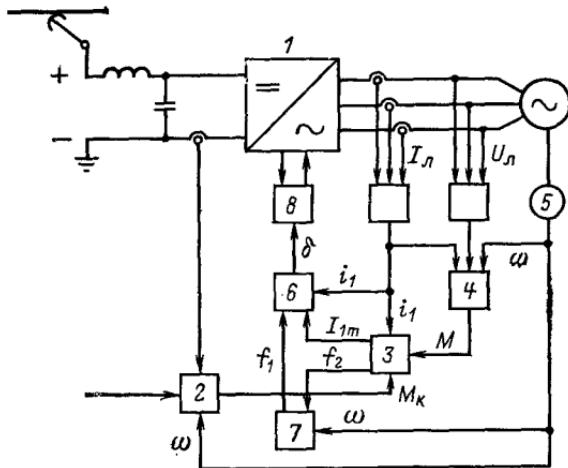


Рис. 5.2

ляет и выдает два управляющих воздействия — амплитуду тока  $I_{1m}$  и частоту ротора  $f_2$ , соответственно в блоки 6 и 7. В блоке 7 по частоте ротора и угловой скорости  $\omega$  вычисляется первичная частота статора  $f_1$ . Сигнал  $f_1$  подается в блок 6, в который кроме уже упомянутого сигнала амплитуды тока  $I_{1m}$  поступает еще сигнал мгновенного тока инвертора  $i_1$ . Блок 6 на основании сигналов частоты  $f_1$  и амплитуды тока  $I_{1m}$  формирует изменяющуюся во времени синусоидальную эталонную функцию тока, которая сравнивается в двухпозиционном регуляторе этого блока с мгновенным значением выходного тока инвертора  $i_1$ . Результирующий сигнал рассогласования  $\delta$  воздействует на блок управления вентилями инвертора 8, который управляет широтно-импульсной модуляцией питающего его напряжения.

Сигнал мгновенного значения тока инвертора вводится также в блок 3 для дополнительного повышения частоты ротора (и, следовательно, момента) в том случае, если увеличения тока блоком 6 оказалось недостаточно.

При торможении двигатели работают в генераторном режиме и осуществляют рекуперацию энергии торможения через инвертор в сеть. Если сеть не обладает достаточной энергоемкостью, избыточная энергия рассеивается резисторами, не показанными на схеме. Тормозные резисторы включаются автоматически.

Для универсального электровоза магистральных железных дорог ФРГ с питанием от однофазной контактной сети были исследованы

два варианта привода с двухзвенным преобразователем частоты: с выпрямителем и промежуточной цепью постоянного тока. Электровоз имеет четыре двигателя, каждый со своим преобразователем.

Для четырехосного электровоза требуется пусковое тяговое усилие 340 кН. Длительное тяговое усилие при скорости 80 км/ч составляет 260 кН, что соответствует длительной мощности 5,6 МВт.

Пресбразование однофазного тока осуществляется четырехквадрантным выпрямителем, на входе которого включен реактор для сглаживания колебаний тока, а на выходе — на стороне постоянного тока — конденсатор.

Схема регулирования инвертора аналогична показанной на рис. 5.2. Управление четырехквадрантным преобразователем состоит из комплекса регуляторов, которые обеспечивают постоянство выпрямленного напряжения при заданном коэффициенте мощности. Результирующий сигнал через двухпозиционный регулятор выдаст тактовый сигнал с модулируемой шириной импульсов в блок, управляющий вентилями выпрямителя. Преобразователь обеспечивает и реверсивное торможение.

Второй вариант электропривода для магистрального электровоза выполнен с инвертором тока. Основное отличие схемы регулирования заключается в том, что в управлении выпрямителем задается не напряжение, а ток по сигналу, поступающему с регулятора момента.

Коэффициент мощности регулируется, как и в первом варианте, регулятором.

Более совершенный метод регулирования момента, основанный на измерении потока непосредственно в воздушном зазоре, рассматривается в [53]. Его преимущество заключается в отсутствии зависимости системы управления от параметров двигателя.

Привод состоит из инвертора с ШИМ для регулирования напряжения и частоты. Инвертор питает один или несколько тяговых двигателей. Желаемые тяговые характеристики привода (тяговое усилие в зависимости от скорости в милях/ч) показаны на рис. 5.3. В двигательном режиме имеется три зоны регулирования: с постоянным моментом от 0 до скорости  $v_1$ ; с постоянной мощностью — от  $v_1$  до  $v_2$ ; с ослаблением потока при скорости выше  $v_2$ , так что момент изменяется обратно пропорционально квадрату скорости.

Тормозная характеристика имеет два участка: при скорости от 0 до  $v_3$  с постоянным темпом торможения и при  $v > v_3$  — с постоянной мощностью.

В режиме постоянного момента поток устанавливается на максимально возможном уровне, необходимом для обеспечения минимальной частоты инвертора. Инвертор питается от сети постоянного тока. Управление осуществляется двумя регуляторами, один задает поток командным сигналом  $\Phi_k$ , другой — момент сигналом  $M_k$ . Кроме того, используется необязательная тахометрическая обратная связь по скорости для начальной стадии работы системы. Характерной особенностью системы является непосредственное измерение потока в воздушном зазоре машины, осуществляющее с помощью трех специальных

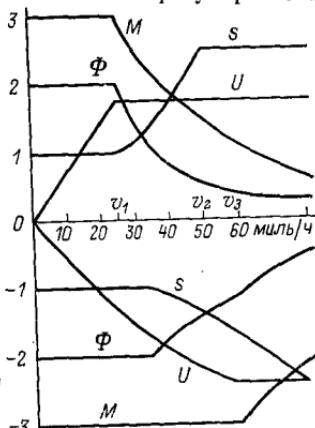


Рис. 5.3

измерительных катушек (одна на фазу). Они заложены в пазы между главной обмоткой статора и пазовыми клиньями вместо прокладок. Катушки плоские и охватывают каждая только один зубец. Выходные сигналы катушек многодвигательных приводов суммируются для двух двигателей. Поток воздушного зазора наводит в каждой катушке ЭДС

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt},$$

а поток определяется интегралом

$$\int e dt = -w\Phi.$$

Для исключения дрейфа интегратора служит резистор, который ограничивает нижний предел измерения по частоте (около 0,1 Гц). Так как частота скольжения, при которой момент превышает начальный момент статического сопротивления,  $f_2 \text{ нач} > 0,1$  Гц, то измерение потока охватывает весь диапазон скоростей привода. Выходные сигналы катушек после интегрирования выпрямляются, суммируются и фильтруются пульсации, возникающие от пазов ротора. После интегрирования сигналы ответвляются для вычисления момента.

Момент вычисляется как разность произведений ортогональных составляющих токов и потоков. Для этого сигналы катушек преобразуются к двум ортогональным осям, умножаются на сигналы двух токов статора, также предварительно преобразованных к ортогональным осям, и после вычитания двух произведений фильтруются. Результат вычисления момента не зависит от параметров двигателя, что является важным преимуществом метода. В сигнале момента на полезную составляющую наложены пульсации, обусловленные гармониками напряжения.

Экспериментальные исследования показали удовлетворительные результаты. Точное регулирование потока, достигнутое в этой схеме, позволяет сплзить запас по потоку и уменьшить размеры двигателя.

## З а к л ю ч е н и е

В заключение рассмотрим три вопроса: 1) сравнение приводов с двигателями постоянного тока и асинхронными короткозамкнутыми; 2) сравнение основных видов частотного привода, с точки зрения рационального выбора типа привода в различных областях применения; 3) задачи и перспективы.

Мнения по всем перечисленным вопросам могут, естественно, носить только условный, ориентировочный характер, вследствие сложности предмета и вследствие того, что достаточно обоснованное заключение возможно только в конкретных случаях. Кроме того, они зависят и от трудно учитываемых, иногда субъективных факторов. Известно, например, что в США наибольший интерес наблюдается к приводу постоянного тока, вероятно, еще с тех времен, когда Эдисон считал переменный ток «испорченным» постоянным, а в европейских странах — приводу переменного тока, видимо, со времени создания электроэнергетики на трехфазном токе Доливо-Добровольским.

В настоящее время развитие частотного привода с короткозамкнутыми двигателями достигло такого уровня, когда его технико-экономические показатели становятся сравнимыми с приводом постоянного тока и выбор того или другого зависит от конкретных условий. После того как были созданы системы частотного привода с широким диапазоном регулирования скорости в четырех квадрантах, реку-

негативным торможением и другими качествами привода постоянного тока, основным аргументом в пользу привода постоянного тока оставалась его меньшая стоимость.

Однако обоснованное определение сравнения систем привода по экономическим показателям требует более полного учета последних. Часто проектировщики, не располагая другими данными, учитывают только стоимость оборудования и не учитывают ряд других, достаточно весомых, факторов. Например, не принимаются во внимание дополнительные расходы на установку приводов постоянного тока, в частности обусловленные улучшением условий коммутации (принудительное охлаждение коллектора и кондиционирование воздуха для увеличения срока службы коллектора и т. п.), которые обычно относятся к расходам по строительству, значительные капиталовложения на запасные части к двигателям постоянного тока и т. д. С другой стороны, часто не учитываются специфические эксплуатационные расходы и профилактические ремонты.

Чем выше требования эксплуатации, тем дороже приводы постоянного тока по сравнению с приводами переменного тока. Особенно сказываются диапазон регулирования и точность стабилизации скорости.

Одним из наиболее существенных, а в ряде случаев и решающих факторов является большая надежность частотного привода с короткозамкнутыми двигателями. Этот фактор в первую очередь относится к условиям работы привода в агрессивных средах (большой влажности, кислотности, абразивной пыли и т. п.). Короткозамкнутый двигатель безопасен в условиях взрывоопасной среды.

Специфической областью монопольно преобладающего применения частотного привода, ставшего уже традиционным (см. Введение), остается многодвигательный привод с синхронизацией скорости двигателей. Кроме того, что они упрощают систему, частотные многодвигательные приводы, как правило, оказываются и экономичнее.

На рисунке приведены для сравнения кривые КПД (пунктиром) и коэффициента мощности (сплошными линиями) в зависимости от угловой скорости для разных видов привода: 1 — тиристорного постоянного тока, 2 — частотного с шестиступенчатой коммутацией; 3 — частотного с ШИМ, 4 — с электромагнитной муфтой [54].

Приводы переменного тока имеют лучшие качественные показатели. Благодаря малому моменту инерции частотный привод позволяет достигнуть более высоких динамических показателей при больших мощностях. Влияние преобразователей частоты на питающую сеть благоприятнее, чем управляемых выпрямителей привода постоянного тока. Максимальная скорость двигателей постоянного тока ограничена условиями коммутации и снижается с увеличением нагрузки. При регулировании скорости в ограниченном диапазоне достоинства привода постоянного тока не используются полностью. Имеются и

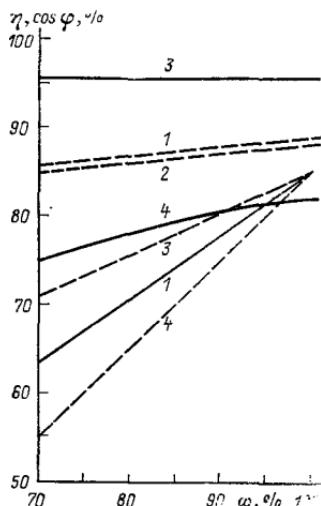


Рис. 3.1

другие частные преимущества привода с частотным управлением проявляющиеся по-разному в разных конкретных случаях.

При выборе вида электропривода с частотным управлением короткозамкнутого асинхронного двигателя приходится прежде всего решать вопрос о выборе типа преобразователя частоты — непосредственного или двухзвенного. Если последний, то с инверторами напряжения или тока, с управляемым выпрямителем или неуправляемым. Если с неуправляемым — то какой выбрать способ формирования и регулирования напряжения и т. д.

Во всех случаях необходимо решать вопросы о выборе системы автоматического управления: с разомкнутой цепью или с замкнутой. Какой выбрать закон регулирования напряжения или потока, и какую выбрать структурную схему для его реализации и т. д.

Мотивы выбора того или другого решения, которые, конечно, могут иметь только ориентировочное значение, в самых основных чертах можно суммировать следующим образом.

Применение непосредственных преобразователей частоты ограничено верхней границей частот, которая не должна превышать примерно от трети до половины частоты сети (в преобразователях без конденсаторной коммутации). Основной их недостаток — большое число вентилей и сложная схема управления. Достоинства — надежная работа при низких скоростях вращения и малые габариты. Наибольшее распространение непосредственные преобразователи получили для привода рольгангов и в мощных каскадах в цепи ротора асинхронных двигателей с фазным ротором.

Выбор между преобразователем частоты с инвертором напряжения или тока определяется прежде всего видом механической характеристики приводимой машины. Для приводов, у которых управление задает частота вращения, применяются преобразователи с инверторами напряжения, а для приводов, у которых задается момент — преобразователи с инверторами тока. К таким приводам относятся приводы электротяги и разных машин, перематывающих ленточные материалы, в частности моталки прокатного производства.

Привод на основе двухзвенных преобразователей частоты является наиболее универсальным и поэтому получил наибольшее распространение. В зависимости от характеристик рабочей машины привод может иметь одн-, двух- и четырехквадрантные механические характеристики с рекуперацией энергии в сеть. Последние равнозначны с характеристиками тиристорного привода постоянного тока.

В тех случаях, когда требуется ограниченный диапазон регулирования скорости применяют электроприводы с управляемыми выпрямителями, с разомкнутой или замкнутой с помощью тахогенератора системой управления. Примерно такие же данные и у приводов с преобразователями частоты на основе неуправляемых выпрямителей, но с регулированием выпрямленного напряжения импульсными прерывателями.

При широком диапазоне регулирования скорости необходимо использовать преобразователи частоты с ШИМ и неуправляемыми выпрямителями. Электропривод с преобразователями частоты посредством ШИМ имеет много достоинств: хорошие регулировочные свойства, которые улучшаются с понижением частоты и скорости вплоть до полной остановки (режим динамического торможения); хорошую форму напряжения; высокий коэффициент мощности и другие качества. Диапазон регулирования достигает 10 000 : 1 и ограничивается возможностями измерения углового положения вала и внешними возмущениями, в частности «скрипичным» эффектом трения в подшипниках и, в некоторых случаях, вибрациями. Удобно резервирование

от источника электроэнергии постоянного тока. Его недостатки: большая мощность коммутирующих элементов, повышенные требования к параметрам тиристоров, ограниченный диапазон регулирования частоты. Его особенно выгодно использовать там, где имеется сеть постоянного тока и отпадает необходимость в неуправляемом выпрямителе.

Следующим по значению является привод с управляемым выпрямителем и инвертором напряжения. Типичная мощность таких приводов от 20 до 400 кВ·А при частотах до 300 Гц. Преимущественная область применения — многодвигательный привод.

Такой же привод с инверторами тока обычно выполняется с междудифазовой коммутацией и отсекающими диодами. Он имеет более простую схему и минимальное число тиристоров, но емкость его коммутирующих конденсаторов на порядок выше, чем в преобразователях частоты с принудительной коммутацией. Выполняется на низкочастотных тиристорах. Обладает свойством обратимости без специальных средств. Применяется чаще всего для индивидуальных приводов мощностью от 10 до 500 кВ·А.

Для многодвигательных приводов с точной синхронизацией скоростей (0,1%) применяют привод с преобразователями частоты рассмотренных типов, но не с асинхронными, а с синхронными бесщеточными двигателями. Весьма перспективным является вентильный двигатель — привод с короткозамкнутым асинхронным или бесщеточным асинхронным двигателем, у которого управление преобразователем частоты осуществляется от датчика положения ротора — синфазно с последним. Привод с непосредственной связью применяется сравнительно редко, преимущественно для низкоскоростных механизмов (например, для рольгангов) и в асинхронных каскадах, при включении в цепь ротора.

Определяющими критериями выбора типа привода являются диапазон регулирования скорости и мощность нагрузки. Решение первого вопроса в значительной мере зависит от гармонического состава шумов квантования, отрицательная роль которых оказывается тем больше, чем ниже рабочая частота. В этом отношении лучшими являются приводы с ШИМ и с непосредственными преобразователями.

По мощности нагрузки сложилась такая практика. Для самых мощных электроприводов, до 15—25 МВт, наибольшее распространение получили асинхронные двигатели с фазным ротором в подсинхронных вентильных каскадах с диапазоном понижения скорости 25—50% (например, гидронасосы АЭС, механизмы собственных нужд тепловых электростанций, пусковые двигатели газовых турбин и др.).

Для тихоходных машин большой мощности (цементные печи, главные приводы прокатных станов, разные безредукторные приводы и т. п.) преимущественное применение находят непосредственные преобразователи с максимальной частотой до 1/3 реже до 1/2 частоты сети. Коэффициент мощности около 0,7, КПД 97%. Мощность достигает 27 МВт при 375 об/мин (12,5 Гц) и 40 МВт при 250 об/мин (12,5 Гц).

Для приводов от 500 кВт до 15 МВт применяются синхронные двигатели, которые питаются от автономных инверторов с естественной коммутацией («ведомых нагрузкой»).

В диапазоне от нескольких киловатт до 1 МВт применяется электропривод, двухзвенные преобразователи частоты которого имеют инверторы тока или напряжения. Этот вид привода находит широкое применение для самых различных машин: компрессоров, насосов, центрифуг, вентиляторов, станков, мешалок, питателей и других.

Для индивидуальных приводов расширяется применение преобразователей частоты с инверторами тока. В электротяге мощность такого привода достигает 1,5 МВт на ось.

Для группового привода чаще используются инверторы напряжения. Наибольшее распространение получили привод рольгангов на металлургических заводах и привод машин искусственного волокна в текстильной промышленности. В ФРГ работает более 1000 таких приводов мощностью от 15 до 150 кВт.

Транзисторные преобразователи оттесняют тиристорные при мощности до 20—30 кВт и выше. Их использование особенно перспективно для следящих приводов, например подач станков с программным управлением.

Специфичной областью применения частотного управления со значительным экономическим эффектом может стать модернизация действующих асинхронных приводов дооборудованием их преобразователями частоты. В ряд случаев регулирование скорости технологических машин повысит их производительность, улучшит качество продукции и уменьшит расход электроэнергии.

Основным и решающим преимуществом электроприводом с короткозамкнутыми двигателями является их высокая устойчивость к различным вредным воздействиям окружающей среды и вытекающая отсюда большая надежность. Благодаря этим своим свойствам частотный привод занимает монопольное положение в тех же специфических областях, что и прежде, но решительного перелома на вытеснение привода постоянного тока по экономическим показателям еще не наблюдается.

Основным недостатком современного электропривода с частотным управлением является большая сложность систем управления, большая по сравнению с приводами постоянного тока. Эта сложность обусловлена специфическими свойствами асинхронного двигателя: большим числом каналов управления из-за трехфазной системы электроснабжения и много связанный системой регулирования двигателя как индукционной машины.

Однако едва ли могут быть сомнения в том, что огромные успехи микроэлектроники позволят уже в ближайшие годы создать новые системы управления электроприводами с частотным управлением и это даст такой же скачок в их совершенствовании, который в 60-е годы сделало использование тиристоров. Микропроцессорные системы частотного управления могут дать: увеличение надежности систем управления, упрощение их конструкции и эксплуатации; существенное расширение функциональных возможностей систем управления, в особенности средствами адаптивного управления; дальнейшие улучшения экономических показателей, как по первоначальным затратам, так и по расходам на эксплуатацию.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Программное управление системами машин от фрезерного станка до завода-автомата. — М.: Наука, 1980.—264 с.
2. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов. — Электричество, 1925, № 2, с. 85—95.
3. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. — М.: Наука, 1955.—212 с. 1966.—297 с.
4. Гейлер Л. Б. Основы электропривода. — Минск: «Вышайшая школа», 1972.—608 с.
5. Булгаков А. А. Асинхронный двигатель при переменной частоте. — Тр. ВЭИ, вып. 46.—М.: Госэнергоиздат, 1941, с. 30—38.
6. Костенко М. П. Электрические машины. Спец. часть. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1949.—712 с.
7. Ramshaw R. S. Power Electronics. Thyristor controlled power for electric motors. — London: Chapman and Hall, 1978.—223 p.
8. Tsivitse P. J., Klingshirn E. A. Optimum voltage and frequency power supplies. — IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl., 1971, vol. 7, p. 480—487.
9. Булгаков А. А. К расчету переходных процессов в цепях с управляемыми выпрямителями. — Электричество, 1953, № 4, с. 29—34.
10. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. — М.: Энергия, 1977.—280 с.
11. Хашимов А. А. Электромеханические и тепловые процессы частотно-управляемого асинхронного электропривода. — Ташкент: ФАН, 1976.—104 с.
12. Мерфи Дж. Тиристорное управление двигателями переменного тока. Пер. с англ. М.: Энергия, 1979.—254 с.
13. Булгаков А. А. Рациональные законы регулирования напряжения в электроприводах с частотным управлением. — Тр. совещания по автоматизированному электроприводу переменного тока. 25—28 мая 1955 г. — М.: Изд-во АН СССР, 1958. с. 101—105.
14. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Мищенко В. А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока. — Электричество, 1970, № 9, с. 23—26.
15. Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Мищенко В. А. Частотно-управляемый асинхронный электропривод с оптимальным регулированием абсолютного скольжения. — Известия вузов. Электромеханика, 1970, № 6, с. 676—681.
16. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. — М.: Энергия, 1968.—128 с.
17. Булгаков А. А. Основы динамики вентильных систем. — М.: Изд-во АН СССР, 1963.—220 с.
18. Булгаков А. А. Исследование квазинепрерывных систем. М.: Наука, 1973.—104 с.

19. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями. — М.: Энергия, 1975.—264 с.
20. Булгаков А. А. Полезное напряжение и шумы квантования управляемых выпрямителей. — Электричество, 1977, № 3, с. 43—48.
21. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970.—320 с.
22. Завалишин Д. А. Ионный преобразователь частоты для регулирования скорости асинхронных двигателей. — Электричество, 1979, № 4, с. 28—39.
23. Pelly B. R. Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters. — New York, London: Wiley-Interscience, 1971.—434 р.
24. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы. В кн.: Преобразовательные устройства в электроэнергетике. — М.: Наука, 1964, с. 3—8.
25. Принципы построения частотно-регулируемых электроприводов на базе ТПЧ со звеном постоянного тока / В. Г. Яцук, В. В. Талов, Ю. И. Гром, В. Ф. Петренко. — Промышленная энергетика, 1978, № 11, с. 39—43.
26. Поздеев А. Д. О динамических свойствах асинхронных систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями. — Электричество, 1979, № 8, с. 35—42.
27. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. Пер. с англ. — М.: Энергия, 1969.—280 с.
28. Умаров Б. У. Основные свойства независимого инвертора с емкостной коммутацией и добавочными вентилями. — Тр. Ин-та энергетики АН УзССР, вып. 10, 1957, с. 12—53.
29. Хамудханов М. З., Хашимов А. А. Теория и методы расчета частотно-управляемых асинхронных электроприводов. — Ташкент: ФАН, 1969.—230 с.
30. Семенов И. Б. Исследование автономного механического инвертора с разделительными вентилями и с асинхронным двигателем в качестве нагрузки. Известия АН СССР. ОТН. Энергетика и автоматика, 1961, № 2, с. 49—55.
31. Adams R. D., Fox R. S. Several modulation techniques PWM invertor. IEEE Confer. Rec. 5th Annu. Meet. Chicago, Ill. 1970. — IEEE Ind. and Gen. Appl. Group, 1970, № 4, p. 678—693.
32. Забордин Ю. С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. — М.: Энергия, 1977.—136 с.
33. Mokrytzki B. Pulse width modulated inverters for A—C motor drives. — IEEE Internat. Convent. Rec., 1966, vol. 14, № 8, p. 823.
34. MacMurray W., Shattuc D. P. A silicon controlled rectifier inverter with improved commutation. — AIEE Trans., 1961, pt I, № 80, p. 531—542.
35. Margrain P. Mutateur-variateur pour moteur asynchrone. — RGE, 1978, vol. 87, № 4, p. 283.
36. Bowler P. Power transistor in variable speed drives. — Electronics and Power, 1978, № 10, p. 7—9.
37. Pierrat L. Pourquoi la fréquence variable par variateurs statiques? — RGE, 1978, vol. 87, № 9, p. 679—685.
38. Knott R. D. Thyristor progress in modern technology. — Electron and Instrum., 1979, vol. 10, № 7, p. 47, 49, 52.
39. Карпов К. А. Таблицы функций  $F(z) = \int_0^z e^{x^2} dx$  в комплексной области. — М.: Изд-во АН СССР, 1958.—518 с.
40. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.: Госэнергоиздат, 1963.—744 с.

- Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. — М.: Энергия, 1979. — 150 с.
52. Schönung A., Stemmler H. Geregelter Drehstrom-Umkehrumgesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. — In: Brown Bovery Mitteilungen, 1964, № 8/9, S. 555—577.
53. Flöster W., Ripperger H. Die Transvektor-Regelung für den drehzahlregulierten Betrieb einer Asynchronmaschine. — Siemens Z. Bd. 56, N 10, S. 761—764.
54. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое управление асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974. — 128 с.
55. Ящук В. Г. Серия тиристорных преобразователей частоты промышленного назначения мощностью до 100 кВ·А. — В календаре семинара МДНТП им. Дзержинского «Автоматизированный электропривод», М.: Изд-во МДНТП, 1972, с. 123—129.
56. Серия комплектных тиристорных электроприводов на 60 кВ·А с инверторами напряжения / В. Я. Таран, В. Н. Смирнов, И. Гричина и др. — Промышленная энергетика, 1979, № 1, с. 38.
57. Альтшуллер И. А., Шевченко А. С. Асинхронный тиристорный привод с рольгангов. — Промышленная энергетика, 1977, № 9, с. 25.
58. Mesnaieff P. G. Solid-state adjustable-frequency AC drive control Engineering, 1971, № 11, p. 57—69.
59. Anders E. Variable-speed a. c. drives for severe environments. — IEEE Journal, 1978, vol. 51, № 2, p. 35—40.
60. Ienschur H., Göckel B. Drehzahl Regelung von Drehstrom-Synchronmotoren. Antriebslösungen mit statischem Frequenzumrichter im Leistungsbereich von 10 kW bis 400 kW. — VDI-Nachr., 1978, Bd. 60, S. 24—25.
61. Drehzahlveränderbare Drehstromantriebe mit Simovert-Schenkreisumrichtern. — Maschinenwelt — Elektrotechn., 1979, № 6, S. 154.
62. Moll K., Schulze H. Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis für industriellen Antrieb. — Brown Bovery Nachr., 1978, Bd. 60, S. 485—492.
63. Giessow G., Golz G., Grumbrecht P. Drehstrom-Antriebssysteme für Bahnenfahrzeuge. — Techn. Mitt. AEG-Telefunken, 1977, Bd. 67, S. 35—42.
64. Plunkett A. B. Direct flux and torque regulation in PWR water induction motor drive. — IEEE Trans. Ind. Appl., 1973, v. 9, p. 139—146.
65. Справочник по преобразовательной технике / Под редакцией М. Чиженко. — Киев: Техника, 1978. — 448 с.
66. Lindhorst P. K. The design and application of induction motors for efficient energy utilization. — In: IEEE Conf. Rec. IAS Meet., 1976, pap. 11th Annu. Meet. Hyatt Regency O'Hare, 1976, Chicago, Ill., 1976, p. 610—616.
67. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы разработки преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1980. — 423 с.
68. Hakata H., Hirata A., Saito S. Мощные тиристорные инверторы фирмы Тосиба на базе инверторов тока. — Toshiba Rev., 1979, v. 1, p. 63—66 (Япон.).

<b>ГЛАВА ПЕРВАЯ. Асинхронный двигатель при независимом управлении частотой и частотой напряжения</b>	4
1.1. Общие положения . . . . .	1
1.2. Управление двигателя в стационарном режиме . . . . .	1
1.3. Многие программы . . . . .	6
1.4. Мощность, потери, КПД . . . . .	10
<b>ГЛАВА ВТОРАЯ. Задачи регулирования напряжения в зависимости от частоты</b>	
2.1. Основной закон М. П. Костенко . . . . .	51
2.2. Номинальный закон $U/f_1 = \text{const}$ . . . . .	51
2.3. Закон постоянного полного потока . . . . .	62
2.4. Закон пропорционального рабочего потока . . . . .	62
2.5. Закон постоянного абсолютного скольжения . . . . .	71
2.6. Управление частотой при номинальном напряжении . . . . .	74
<b>ГЛАВА ТРЕТЬЯ. Преобразователи частоты</b>	
3.1. Виды и структура . . . . .	74
3.2. Управление вентильные коммутаторы . . . . .	90
3.3. Тиристорные . . . . .	
3.4. Рекуперирующие преобразователи . . . . .	110
3.5. Инверторные преобразователи частоты . . . . .	115
3.6. Альтернативные коммутаторы . . . . .	126
3.7. Формирование и регулирование напряжения и частоты . . . . .	148
3.8. Гравитационные инверторы . . . . .	157
<b>ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ. О динамике управления</b>	
4.1. Частотный пуск, реверс и торможение . . . . .	162
4.2. Передаточные функции и частотные характеристики коллекторного двигателя . . . . .	175
4.3. Автоматическое регулирование потока . . . . .	183
4.4. Кинетика измущдения вращающегося поля . . . . .	191
<b>ГЛАВА ПЯТАЯ. Промышленный электропривод</b>	
5.1. Отечественные серии тиристорных преобразователей частоты и промышленных приводов . . . . .	195
5.2. Электроприводы зарубежных фирм . . . . .	200
5.3. Тяговый привод . . . . .	205
<b>Заключение</b> . . . . .	203
<b>Список литературы</b> . . . . .	218