

---

*В. Д. Афанасьев*

**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ  
ЭЛЕКТРОПРИВОД  
В ПРОКАТНОМ  
ПРОИЗВОДСТВЕ**

*Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов вузов, обучающихся по специальностям «Автоматизация металлургического производства» и «Обработка металлов давлением»*



МОСКВА «МЕТАЛЛУРГИЯ» 1977

Рецензенты: канд. техн. наук *В. Л. Стефанович* и кафедра ОМД Московского вечернего металлургического института

### АННОТАЦИЯ

Книга является учебным пособием для студентов металлургических вузов, специализирующихся в области технологии и автоматизации прокатного производства. Изложены теоретические основы электропривода, системы управления главными приводами прокатных станов с применением замкнутых систем регулирования. Основное внимание уделено электромеханическим свойствам привода, методам построения замкнутых систем управления и определению переходных процессов в таких системах, а также выбору типа и мощности двигателей главных приводов.

Книга может быть использована инженерно-техническими работниками, работающими в этой области. Ил. 109. Табл. 5. Список лит.: 48 назв.

ИБ № 301

*Василий Данилович Афанасьев*

### АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД В ПРОКАТНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ

Редактор издательства *Г. А. Лебедева*  
Художественный редактор *Г. А. Жегин*  
Технический редактор *Н. В. Сидорова*  
Корректоры: *Н. А. Дынина, В. Б. Левин, И. Д. Король*  
Переплет художника *К. И. Милаева*

Сдано в набор 2/VI 1976 г. Подписано в печать 27/II 1977 г.  
Т-01559 Формат бумаги 60×90<sup>1/16</sup> Бумага типографская № 3  
Печ. л. 17,5 Уч.-изд. л. 20,0  
Тираж 6200 экз. Заказ 1191 Изд. № 2871 Цена 96 коп.

Издательство «Металлургия», 119034, Москва, Г-34,  
2-й Обыденский пер., д. 14

Ленинградская типография № 6 Союзполиграфпрома  
при Государственном комитете Совета Министров СССР  
по делам издательства, полиграфии и книжной торговли  
193144, Ленинград, С-144, ул. Моисеенко, 10

© Издательство «Металлургия», 1977

А  $\frac{31012-056}{040(01)-77}$  91-77

Введение . . . . .	6
--------------------	---

## Часть первая.

### ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

#### Глава I. МЕХАНИКА ПРИВОДА. СТАТИЧЕСКИЙ И ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМЫ

1. Основное уравнение движения . . . . .	11
2. Приведение моментов статического сопротивления к одной оси . . . . .	14
3. Приведение моментов инерции и маховых моментов к одной оси . . . . .	15
4. Структурные схемы систем автоматического управления. Передаточная функция и передаточный коэффициент . . . . .	16
5. Замкнутые и разомкнутые системы управления . . . . .	18
6. Управляющие, возмущающие и корректирующие сигналы . . . . .	20
7. Преобразование структурных схем . . . . .	21
8. Представление системы в виде объекта регулирования и регулятора . . . . .	26
9. Регулирующее устройство . . . . .	28
10. Системы регулирования с последовательной коррекцией (системы подчиненного регулирования зависимых величин) . . . . .	32

#### Глава II. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА И МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ

1. Двигатели постоянного тока независимого возбуждения . . . . .	35
2. Двигатель независимого возбуждения как объект регулирования . . . . .	38
3. Механические характеристики . . . . .	42
4. Естественные механические характеристики двигателя независимого возбуждения . . . . .	43
5. Искусственные механические характеристики двигателя независимого возбуждения . . . . .	46
6. Механические характеристики двигателя независимого возбуждения при тормозных режимах . . . . .	47
7. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения . . . . .	52
8. Механические характеристики двигателя смешанного возбуждения . . . . .	53
9. Асинхронные двигатели . . . . .	54
10. Естественная механическая характеристика асинхронного двигателя . . . . .	58
11. Искусственные механические характеристики асинхронного двигателя . . . . .	60
12. Механические характеристики асинхронного двигателя при тормозных режимах . . . . .	61
13. Асинхронный двигатель как объект регулирования . . . . .	63
14. Работа синхронного двигателя . . . . .	65
15. Механическая и угловая характеристики синхронного двигателя . . . . .	66

#### Глава III. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

1. Основные показатели, характеризующие способы регулирования скорости двигателей . . . . .	70
2. Регулирование скорости двигателя независимого возбуждения сопротивлением в цепи якоря . . . . .	72
3. Регулирование скорости двигателя независимого возбуждения изменением потока возбуждения . . . . .	73
4. Регулирование скорости двигателя независимого возбуждения изменением напряжения на якоре . . . . .	74
5. Регулирование скорости вращения двигателя по системе Г—Д . . . . .	75
6. Генератор постоянного тока как объект регулирования . . . . .	79
7. Применение вентильных преобразователей вместо мотор-генераторной установки . . . . .	80

8. Работа ртутных выпрямителей . . . . .	81
9. Выпрямительный режим в системе УРВ—Д . . . . .	84
10. Инверторный режим (торможение) в системе УРВ—Д . . . . .	88
11. Схема встречно-параллельного включения . . . . .	90
12. Перекрестная схема системы УРВ—Д . . . . .	91
13. К. п. д. и $\cos \phi$ управляемого ртутного выпрямителя . . . . .	93
14. Работа тиристорных преобразователей . . . . .	94
15. Силовая часть тиристорных преобразователей . . . . .	98
16. Схемы включения тиристорных преобразователей . . . . .	100
17. Фазоимпульсное управление статическими преобразователями . . . . .	102
18. Статические преобразователи как объект регулирования . . . . .	103
19. Регулирование скорости вращения двигателей переменного тока . . . . .	105
20. Регулирование скорости асинхронного двигателя переключением числа пар полюсов . . . . .	106
21. Регулирование скорости вращения асинхронного двигателя изменением частоты питающего напряжения . . . . .	106
22. Тиристорные преобразователи частоты для регулирования скорости вращения асинхронного двигателя . . . . .	109

#### Глава IV. ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

1. Особенности переходных режимов . . . . .	114
2. Частотные методы анализа . . . . .	115
3. Логарифмические характеристики отдельных звеньев . . . . .	117
4. Исследование устойчивости систем автоматического регулирования . . . . .	120
5. Исследование качества переходного процесса . . . . .	122
6. Оценка переходных процессов сложных систем по логарифмической частотной характеристике разомкнутой системы . . . . .	125
7. Определение времени пуска и торможения двигателя . . . . .	127
8. Переходный процесс при пуске двигателя независимого возбуждения . . . . .	128

#### Глава V. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЕЙ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИХ МОЩНОСТИ

1. Нагрев и охлаждение двигателей . . . . .	131
2. Режимы работы двигателей и построение нагрузочной диаграммы . . . . .	134
3. Определение мощности двигателя при длительном режиме работы . . . . .	137
4. Определение мощности двигателя при кратковременном режиме работы . . . . .	140
5. Определение мощности двигателя при повторно-кратковременном режиме . . . . .	141

#### Глава VI. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

1. Общие замечания . . . . .	144
2. Разомкнутая система управления двигателем независимого возбуждения . . . . .	145

### Часть вторая.

#### АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРОКАТНЫХ СТАНОВ

#### Глава VII. ЭЛЕКТРОПРИВОД ОБЖИМНЫХ РЕВЕРСИВНЫХ СТАНОВ

1. Режим работы обжимных реверсивных станов . . . . .	148
2. Электропривод блюминга . . . . .	150
3. Электрические машины главного привода . . . . .	152
4. Эксплуатационные характеристики двигателей реверсивных станов . . . . .	154
5. Изменение скорости двигателя при пуске до основной скорости по системе Г—Д . . . . .	157
6. Форсирование переходных процессов в системе Г—Д . . . . .	161
7. Изменение динамического тока двигателя при пуске до основной скорости по системе Г—Д . . . . .	164

8. Управление возбуждением двигателя . . . . .	167
9. Индивидуальный электропривод рабочих валков . . . . .	167
10. Система управления реверсивными обжимными станами . . . . .	172
11. Электромашинная система управления . . . . .	173
12. Системы вентильного (ионного или тиристорного) возбуждения . . . . .	176
13. Система бесконтактного управления . . . . .	179
14. Системы вентильного электропривода обжимных станов . . . . .	187
15. Расчет мощности и выбор двигателя главного привода . . . . .	195
16. Электропривод слябинга . . . . .	202

**Глава VIII. ЭЛЕКТРОПРИВОД НЕРЕВЕРСИВНЫХ СТАНОВ ГОРЯЧЕЙ ПРОКАТКИ**

1. Нереверсивный нерегулируемый электропривод . . . . .	204
2. Маховичный электропривод . . . . .	206
3. Нереверсивный регулируемый электропривод . . . . .	210
4. Автоматический регулятор скорости . . . . .	212
5. Автоматический регулятор скорости с последовательной коррекцией . . . . .	216
6. Динамическое падение скорости при ударном приложении нагрузки . . . . .	220
7. Электропривод широкополосовых станов горячей прокатки . . . . .	223
8. Электропривод непрерывных заготовочных станов . . . . .	248
9. Электропривод непрерывных сортовых станов . . . . .	252

**Глава IX. ЭЛЕКТРОПРИВОД СТАНОВ ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ**

1. Особенности технологического процесса холодной прокатки полосы . . . . .	264
2. Электропривод непрерывных станов холодной прокатки . . . . .	268
3. Индивидуальный привод валков . . . . .	271
4. Расчет мощности двигателей . . . . .	273
5. Управление главным приводом непрерывных станов . . . . .	274

## ВВЕДЕНИЕ

Современный металлургический завод является крупным потребителем электроэнергии. Развитие металлургического производства характеризуется постоянным ростом потребления электроэнергии на тонну выпускаемой продукции. В электрификации черной металлургии особое место занимает электропривод, так как удельный вес непрерывно растущего потребления электроэнергии на двигательную силу достигает в ней 70% [1].

Металлургические агрегаты состоят из большого числа машин и аппаратов, выполняющих различные технологические и технические функции. Для создания таких агрегатов и правильной их эксплуатации необходимо знать назначение и работу отдельных элементов, входящих в машинное устройство.

Большое число элементов, составляющих современное машинное устройство, можно разбить на четыре части:

- 1) рабочая машина, обеспечивающая при помощи рабочего органа осуществление технологической операции;
- 2) двигатель, обеспечивающий передачу энергии рабочему органу машины для совершения технологической операции;
- 3) передаточный механизм (шестерни, валы, муфты и т. д.), обеспечивающий связь вала двигателя с рабочим органом машины;
- 4) система управления машинным устройством с применением различного рода автоматических регуляторов, обеспечивающая рациональное протекание технологической операции.

Назначение последних трех видов частей машинного устройства — привести в движение рабочую машину. Поэтому совокупность этих трех частей машинного устройства называют приводом.

В настоящее время в промышленности для привода рабочих машин в основном применяют электрический двигатель и основным типом привода является электропривод.

Под электроприводом понимают часть машинного устройства, состоящую из электродвигателя, передаточного механизма и систем управления электродвигателем, предназначенную для обеспечения рационального протекания технологического процесса.

Современные металлургические агрегаты характеризуются большой сложностью. При их рассмотрении необходимо учитывать взаимосвязь между технологическим процессом, конструкцией и характеристиками оборудования, быстродействием электропривода и качеством систем управления. Поэтому в системы электропривода часто включаются преобразователи электрической энергии, которые придают большую гибкость управлению и обеспечивают получение необходимых статических и динамических характеристик.

Электроприводы производственных машин можно разделить на три основных типа:

1. Групповой электропривод, когда от одного электродвигателя через трансмиссию передается движение группе рабочих машин. Примером такого привода может служить чистовая группа клетей непрерывных проволочных станов, выполненных в виде блоков.

2. Одиночный электропривод, когда один двигатель приводит в движение отдельную рабочую машину. Этот тип привода широко распространен в промышленности, так как он обеспечивает возможность работы при наивыгоднейших скоростях, например привод летучих ножниц, моталок, роликов отводящих рольгангов и др.

3. Многодвигательный электропривод, когда отдельные рабочие элементы машинного устройства имеют привод от собственного двигателя. К этому типу электропривода относятся большинство современных непрерывных прокатных станов (индивидуальный привод клетей, индивидуальный привод валков, привод нажимных устройств и т. д.).

Внедрение электропривода обеспечило быстрое развитие промышленных предприятий. Если мощность электродвигателей по отношению к суммарной мощности установленных двигателей в промышленности в 1890 г. составляла 5%, то в 1927 г. — 75%, а в настоящее время близка к 100%.

В СССР электропривод получил особенно большое развитие в связи с индустриализацией страны. Это стало возможным в результате электрификации всех отраслей народного хозяйства.

Такое интенсивное развитие электрификации определяется большими преимуществами электрической энергии при сравнении с другими видами энергии (тепловой, химической, гидравлической и др.). Электрическую энергию можно легко преобразовывать в другие виды энергии (механическую, тепловую, химическую и др.), транспортировать ее на большие расстояния при малых потерях, доводить ее до каждого потребителя, а также с ее помощью осуществлять дистанционное управление и автоматизацию электрических устройств.

Создание материально-технической базы нашего общества предусматривает всемерное увеличение производительности общественного труда на базе усиления его электровооруженности и автоматизации производства [2]. Это означает, что развитие электропривода, являющегося главной энергосиловой составляющей электровооруженности труда, имеет важное значение для народного хозяйства страны.

Поэтому в годы Советской власти вопросы теории электропривода стали отраслью науки, в развитии которой выдающуюся роль сыграли советские ученые В. С. Кулебакин, М. П. Костенко, С. А. Ринкевич, В. К. Попов, Д. П. Морозов, А. Т. Голован, М. Г. Чиликин и др.

Работа металлургических агрегатов в основных цехах металлургического производства (доменном, сталеплавильном, про-

катном) характеризуется ростом выпуска продукции, повышением ее качества и увеличением сортамента.

В прокатных цехах металлургических заводов завершается цикл производства. Непрерывный рост выпуска прокатной продукции сопровождается также расширением сортамента и повышением качества в отношении геометрических размеров и механических свойств готового проката.

Развитие современных прокатных станов характеризуется внедрением непрерывных и полунепрерывных станов, обладающих наилучшими технико-экономическими показателями. Увеличение производительности станов идет в направлении интенсификации режимов обжатий, увеличения скоростей прокатки, увеличения массы прокатываемого слитка. Увеличение массы прокатываемого слитка или заготовки для разных станов можно характеризовать следующими цифрами: блюмингов до 18; слябингов до 40; тонколистовых широкополосных станов горячей прокатки до 40; станов холодной прокатки до 45; сортовых станов до 2,5 т.

Скорости прокатки на новых станах достигают для проволочных станов 55, широкополосных горячей прокатки и мелкосортных 25, станов холодной прокатки 35 м/с.

Создание современных прокатных станов с высокими скоростями прокатки и высокой производительностью в значительной мере стало возможным после разработки и внедрения таких электрических машин и автоматизированных электроприводов, которые обеспечили необходимую мощность двигателей с высокими динамическими свойствами и оптимальное протекание технологической операции.

Для привода реверсивных обжимных станов применяют регулируемые двигатели постоянного тока мощностью до 8800 кВт при скорости вращения 65/90 об/мин, номинальном моменте 1200 кН·м,  $GD^2 = 450 \text{ тс} \cdot \text{м}^2$  и диаметре якоря 3,8 м либо для индивидуального привода валков — двигатели мощностью до 6800 кВт каждый, 60/90 об/мин,  $M_n = 1100 \text{ кН} \cdot \text{м}$ ,  $GD^2 = 300 \text{ тс} \cdot \text{м}^2$ . Такие двигатели обеспечивают разгон до основной скорости и торможение валков стана (массой до 32 т) за время менее 1 с.

Суммарная установленная мощность электрических машин современного блюминга достигает 65000 кВт. Для привода чистовых клетей непрерывных широкополосных станов применяют двухъякорные двигатели мощностью для одной клетки 11400 кВт, 175/350 об/мин,  $M_n = 470 \text{ кН} \cdot \text{м}$  и диаметром якоря 2,5 м.

Суммарная установленная мощность двигателей главных приводов современного широкополосного стана (14 клетей) достигает 122000 кВт.

Для привода клетей непрерывных станов холодной прокатки применяют многоякорные двигатели мощностью 9600 кВт, 330/660 об/мин,  $M_n = 283 \text{ кН} \cdot \text{м}$ .

Характерным для прокатного производства является применение большого числа двигателей исполнительных механизмов малой и средней мощности. Например, привод вспомогательных механизмов блюминга 1300 осуществляется 169 двигателями суммарной мощностью 5200 кВт, а привод механизмов непрерывного широкополосного стана горячей прокатки 2000 осуществляется примерно 2000 двигателями суммарной мощностью около 70 000 кВт.

Все большее значение в решении технологических задач имеет регулируемый быстродействующий электропривод, интенсивному развитию которого способствовало промышленное освоение статических преобразователей, в том числе тиристорных. Ускорение технического прогресса в развитии прокатного электрооборудования требует одновременного комплексного развития всех частей электропривода — электрических машин, передаточных механизмов, источников энергии, систем управления и средств автоматизации. При этом доля стоимости электрического оборудования в общей стоимости технологического оборудования существенно возрастает.

Электропривод в современном прокатном производстве является энергосиловой основой технологического процесса. Кроме этого, он также является технической основой и главным средством автоматизации технологического процесса.

Характерной чертой автоматизации современного прокатного производства является применение управляющих вычислительных машин (УВМ), позволяющих строить системы автоматического управления технологическим процессом на основе математических моделей процесса и осуществлять коррекцию параметров математической модели по показаниям датчиков, контролирующих параметры процесса.

Внедрение полунепрерывных и непрерывных станов в прокатном производстве требует решения и построения двух типов систем автоматического управления.

Первый тип систем управления заключается в автоматическом управлении отдельными технологическими процессами и производственными агрегатами. Такие системы комплектуются из отдельных регуляторов технических и технологических величин процесса, локальных автоматически управляемых устройств основных и вспомогательных механизмов. Взаимосвязь большого числа величин, определяющих оптимальное протекание технологических величин, приводит к необходимости применения УВМ, которые работают в реальном масштабе времени и обеспечивают совершенствование в процессе работы заложенных в УВМ математических моделей. Особенность этого типа систем заключается в непрерывности автоматического управления без участия человека, т. е. цикл управления в этом случае осуществляется только при помощи систем автоматического управления.

Ко второму типу систем автоматического управления относится плано-оперативное управление производством, которое начинается на уровне взаимодействия отдельных агрегатов и охватывает все звенья предприятия — технологические процессы, цехи и вспомогательные службы. Такие системы автоматического управления включают УВМ, которые исследуют и контролируют управляемые технологические процессы и агрегаты первого типа систем, оптимизируют работу оборудования и вырабатывают программу управления производством.

Особенностью систем оперативного управления является участие в управлении человека, который принимает необходимые решения на основании информации, получаемой от систем автоматического управления.

В настоящее время считают, что наибольший технико-экономический эффект обеспечивается путем внедрения систем плано-оперативного управления производством. Это объясняется тем, что металлургические агрегаты, в частности прокатного производства, достигли высокой степени совершенства, когда эксплуатационные характеристики их весьма близки к максимальным. Практически это исключает возможность существенного повышения эффективности таких агрегатов в результате внедрения первого типа систем автоматического управления. Однако внедрение УВМ для решения задач второго типа систем автоматического управления, дающее резкое увеличение технико-экономического эффекта, возможно только при решении задач первого типа.

Таким образом, электрооборудование, автоматизированный электропривод и автоматизация технологического процесса являются основой технического перевооружения прокатного производства, обеспечивающей дальнейшее повышение производительности труда, увеличение выпуска и улучшение качества продукции, снижение ее себестоимости.

В связи с ограниченным объемом в книге не рассмотрены такие важные разделы автоматизированного электропривода в прокатном производстве как электропривод вспомогательных механизмов, реверсивных станов холодной прокатки и др.

Автор выражает признательность рецензентам канд. техн. наук В. Л. Стефановичу и канд. техн. наук В. В. Королеву за ценные замечания по содержанию книги.

Все замечания читателей будут приняты автором с большой благодарностью.

Глава I

МЕХАНИКА ПРИВОДА. СТАТИЧЕСКИЙ И ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМЫ

1. ОСНОВНОЕ УРАВНЕНИЕ ДВИЖЕНИЯ

Двигатель, сообщаящий движение рабочей машине, должен преодолевать момент сопротивления последней. При неизменной скорости вращения (при условии, что  $GD^2$  не зависит от угла поворота) двигатель преодолевает только статические моменты. Такой режим работы двигателя называется установившимся, или статическим. При установившемся режиме для вращательного движения в любое мгновение времени момент  $M$ , развиваемый двигателем, равен моменту статического сопротивления  $M_c$  механизма (в случае, когда двигатель непосредственно приводит рабочий орган машины, например привод валков блюминга):  $M = M_c$ .

Если скорость вращения двигателя меняется при преодолении момента сопротивления, то двигателю, кроме статического момента сопротивления, необходимо преодолевать также и динамические моменты, создаваемые движущимися с переменной скоростью массами системы привода. Такой режим работы двигателя называется переходным, или динамическим. Другими словами, переходным режимом электропривода называется режим работы во время перехода от одного установившегося состояния к другому, когда в электродвигателе происходит изменение скорости вращения, тока и момента.

При переходном режиме уравнение равновесия моментов дополняется инерционным, или динамическим моментом

$$M = M_c + M_{дин}. \quad (I.1)$$

Динамический момент обусловлен изменением запаса кинетической энергии движущихся масс привода. Для приводов, у которых момент инерции не зависит от угла поворота,

$$M_{дин} = J \frac{d\omega}{dt} \text{ Н}\cdot\text{м}, \quad (I.2)$$

где  $J$  — момент инерции вращающихся масс относительно оси вращения,  $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ ;

$\omega$  — угловая скорость вращения,  $\text{рад}/\text{с}$ .

Основное уравнение движения (1.1) может быть записано в виде

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.3)$$

Очень часто в электроприводе для характеристики инерции вращающихся масс вместо момента инерции  $J$  пользуются маховым моментом  $GD^2$  (кгс·м<sup>2</sup>), значение которого для двигателей приводится в каталогах. Связь между этими величинами устанавливается при определении момента инерции вращающихся масс относительно оси вращения:

$$J = m\rho^2 = \frac{mD^2}{4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \quad (1.4)$$

где  $m$  — величина действительной массы вращающегося тела кг;

$\rho$  ( $D$ ) — радиус (диаметр) инерции, приведенный к действительной массе тела, м.

Численные значения  $mD^2$  в кг·м<sup>2</sup> и  $GD^2$  в кгс·м<sup>2</sup> равны между собой, поэтому

$$J = \frac{GD^2}{4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (1.5)$$

Динамический момент с учетом того, что скорость вращения в прокатном производстве принято выражать через  $n$ , об/мин, а ускорение через  $\frac{dn}{dt}$ ,  $\frac{\text{об/мин}}{\text{с}}$ , определяют по формуле

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt} = \frac{GD^2}{4} \cdot \frac{\pi}{30} \cdot \frac{dn}{dt} = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (1.6)$$

Получаем еще один вид записи основного уравнения движения (уравнение механического равновесия)

$$M = M_c + \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (1.7)$$

Уравнение движения удобно представить в виде динамического момента, равного разности движущего момента и момента сопротивления:

$$\frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt} = J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c. \quad (1.8)$$

Анализ уравнения показывает, что при  $M > M_c$   $dn/dt > 0$  и привод ускоряется (двигательный режим); при  $M < M_c$   $dn/dt < 0$  и привод замедляется (тормозной режим); при  $M = M_c$   $dn/dt = 0$ , т. е. имеет место установившийся режим работы.

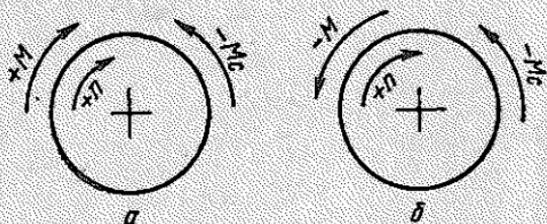
При двигательном режиме момент, развиваемый двигателем, направлен в сторону вращения двигателя. Этот момент принимают положительным (рис. 1, а).

Если момент, развиваемый двигателем, направлен против вращения, то такой момент будет отрицательным (рис. 1, б),

т. е. тормозным моментом. Торможение применяется для быстрой остановки механизмов в целях увеличения их производительности и форсирования операций. Для обеспечения тормозного режима в схеме питания двигателя необходимо произвести соответствующие этому режиму переключения.

Момент сопротивления состоит из момента для совершения полезной работы и момента сил трения. Обычно работа сил трения в машине учитывается коэффициентом полезного действия (к. п. д.) механических связей привода. Момент для совершения полезной работы определяется технологическим процессом. Он может быть постоянным, может являться функцией скорости, пути, времени и других параметров. Как правило, момент сопро-

Рис. 1. Направление вращения и моментов для двигательного (а) и тормозного (б) режимов



тивления направлен против движения, но может быть направлен и в сторону движения, т. е. являться движущим моментом. Поэтому моменты сопротивления делят на две категории:

1) реактивные моменты, которые всегда противодействуют вращению привода (например, сила трения, резания, пластической деформации и др.);

2) потенциальные моменты, которые могут быть как отрицательными, так и положительными в зависимости от того, тормозят они движение привода или, наоборот, способствуют его движению (например, сила тяжести, растяжение, сжатие, кручение упругих тел и др.).

Обобщая уравнение движения с учетом направления действия моментов двигателя и сопротивления, получим

$$\pm M \mp M_c = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (I.9)$$

Выбор знака в этом уравнении определяется режимом работы двигателя и характером момента сопротивления.

Уравнение движения позволяет определить необходимый момент двигателя по моменту сопротивления и динамическому моменту. Требуемая при этом мощность двигателя, кВт:

$$P = M\omega 10^{-3} = M_c\omega 10^{-3} + J\omega \frac{d\omega}{dt} 10^{-3}. \quad (I.10)$$

Учитывая, что  $\omega = 2\pi n/60 = n/9,55$ , получим

$$P = \frac{Mn}{9550} = \frac{M_c n}{9550} + \frac{GD^2 n}{365 \cdot 10^3} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (I.11)$$

При установившемся режиме работы привода требуемая мощность двигателя

$$P = \frac{M_c n}{9550} = M_c \omega 10^{-3}, \quad (I.12)$$

где  $M_c$  — момент статического сопротивления, Н·м;  
 $n$  — скорость вращения, об/мин.

В прокатных станах моменты статического сопротивления измеряют в кН·м. Тогда требуемая мощность двигателя при установившемся режиме работы  $P = M_c n / 9,55$  кВт.

## 2. ПРИВЕДЕНИЕ МОМЕНТОВ СТАТИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ К ОДНОЙ ОСИ

Обычно двигатель приводит в действие рабочий орган машины через систему передач, к числу которых относятся зубчатые цилиндрические и конические, червячные передачи и др. При помощи передач может производиться как понижение, так и повы-

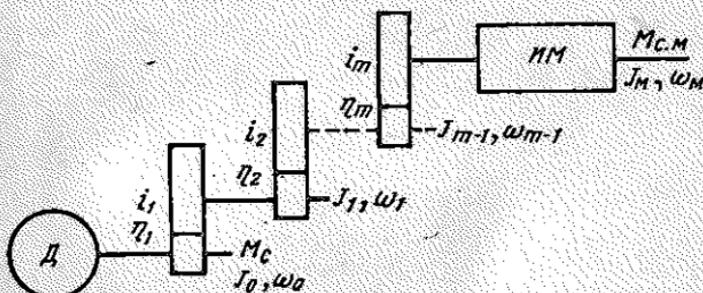


Рис. 2. Кинематическая схема привода

шение скорости от двигателя к исполнительному механизму. При расчетах практически приводят моменты статического сопротивления и маховые массы к одному валу, для которого составляется уравнение движения. В электроприводе принято моменты сопротивления и маховые массы проводить к валу двигателя.

На рис. 2 обозначено:  $M_{c_m}$  — статический момент сопротивления на валу исполнительного механизма, вращающегося со скоростью  $\omega_m$ ;  $M_c$  — момент сопротивления механизма, приведенный к валу двигателя, вращающегося со скоростью  $\omega_0$ ;  $\eta_n$  — общий к. п. д. передачи.

Приведение моментов сопротивления от одной оси к другой проводится на основании равенства мощностей на этих осях с учетом к. п. д. соответствующих элементов передачи.

Запишем следующее равенство:

$$\frac{M_{c_m} \omega_m 10^{-3}}{\eta_n} = M_c \omega_0 10^{-3}, \quad (I.13)$$

откуда

$$M_c = \frac{M_{с.м}}{\frac{\omega_0}{\omega_m} \eta_n} = \frac{M_{с.м}}{i_n \eta_n}, \quad (1.14)$$

где  $i_n = \frac{\omega_0}{\omega_m}$  — передаточное число между двигателем и механизмом (для понижающей передачи  $i_n > 1$ ; для повышающей  $i_n < 1$ ).

Если передача задана передаточными числами и к. п. д. отдельных элементов, как это приведено на рис. 2, то:

$$i_n = i_1 i_2 \dots i_m; \quad \eta_n = \eta_1 \eta_2 \dots \eta_m.$$

Формула приведения моментов статического сопротивления имеет вид:

$$M_c = \frac{M_{с.м}}{i_1 i_2 \dots i_m \eta_1 \eta_2 \dots \eta_m}. \quad (1.15)$$

### 3. ПРИВЕДЕНИЕ МОМЕНТОВ ИНЕРЦИИ И МАХОВЫХ МОМЕНТОВ К ОДНОЙ ОСИ

При приведении маховых моментов (моментов инерции) к одной оси исходят из того, что суммарный запас кинетической энергии движущихся частей привода, отнесенный к одной оси, должен оставаться неизменным.

Применительно к рис. 2, обозначая через  $J_1, J_2, \dots, J_m$  моменты инерции вращающихся масс, расположенных соответственно на промежуточных валах 1, 2, ...,  $m$ , через  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m$  угловые скорости вращения промежуточных валов, через  $J_0$  момент инерции вращающихся масс, расположенных на валу двигателя, вращающегося с угловой скоростью  $\omega_0$ , получим запас кинетической энергии во всех вращающихся массах установки, кВт·с:

$$A = J_0 \frac{\omega_0^2}{2} 10^{-3} + J_1 \frac{\omega_1^2}{2} 10^{-3} + \dots + J_m \frac{\omega_m^2}{2} 10^{-3}. \quad (1.16)$$

Заменим все вращающиеся массы, расположенные на различных валах установки, одной эквивалентной, расположенной на валу двигателя с моментом инерции  $J_{пр}$ . На основании сформулированного выше закона приведения моментов инерции эквивалентная масса должна иметь тот же самый запас кинетической энергии:

$$A = J_{пр} \frac{\omega_0^2}{2} 10^{-3}. \quad (1.17)$$

Приравнявая правые части уравнений (1.16) и (1.17) и деля уравнение на  $\omega_0^2/2 \cdot 10^{-3}$ , получаем

$$J_{пр} = J_0 + \frac{J_1}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2} + \frac{J_2}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)^2} + \dots + \frac{J_m}{\left(\frac{\omega_0}{\omega_m}\right)^2}, \quad (1.18)$$

где  $\frac{\omega_0}{\omega_1} = i_{01}$  — передаточное число от двигателя к первому промежуточному валу;

$\frac{\omega_0}{\omega_m} = i_{0m}$  — передаточное число от двигателя к  $m$ -ному промежуточному валу.

Следовательно,

$$J_{\text{пр}} = J_0 + \frac{J_1}{i_{01}^2} + \frac{J_2}{i_{02}^2} + \dots + \frac{J_m}{i_{0m}^2}. \quad (I.19)$$

Так как момент инерции  $J$  и маховой момент  $GD^2$  связаны соотношением  $4J = GD^2$ , то уравнение справедливо и для приведенного значения махового момента

$$GD_{\text{пр}}^2 = GD_0^2 + \frac{GD_1^2}{i_{01}^2} + \frac{GD_2^2}{i_{02}^2} + \dots + \frac{GD_m^2}{i_{0m}^2}. \quad (I.20)$$

Если в системе привода имеются поступательно движущиеся со скоростью  $v$  м/с массы  $m$  кг, то приведение маховых масс, движущихся поступательно, также осуществляется на основании равенства запаса кинетической энергии:

$$\frac{mv^2}{2} 10^{-3} = J_{\text{пр.п}} \frac{\omega_0^2}{2} 10^{-3}, \quad (I.21)$$

$$J_{\text{пр.п}} = \frac{mv^2}{\omega_0^2}, \quad (I.22)$$

а приведенное значение махового момента поступательно движущихся частей, кгс·м<sup>2</sup>:

$$GD_{\text{пр.п}}^2 = \frac{4mv^2}{\omega_0^2} = \frac{4mv^2}{\left(\frac{2\pi n_0}{60}\right)^2} = \frac{365mv^2}{n_0^2}. \quad (I.23)$$

Для системы привода, имеющей вращающиеся массы, расположенные на различных валах, и поступательно движущиеся массы, значение приведенного махового момента определяется:

$$GD_{\text{пр}}^2 = GD_0^2 + \frac{GD_1^2}{i_{01}^2} + \dots + \frac{GD_m^2}{i_{0m}^2} + \frac{365mv^2}{n_0^2}. \quad (I.24)$$

В обобщенном уравнении движения (I.9) необходимо рассматривать момент статического сопротивления  $M_c$  и маховой момент привода  $GD^2$  как приведенные к валу двигателя.

#### 4. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ И ПЕРЕДАТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ

При исследовании реальных систем автоматического управления целесообразно представлять их в виде упрощенных структурных схем.

Структурная схема определяет основные функциональные части системы, их назначение и взаимосвязи. При составлении структурной схемы реальная

система представляется не конструктивными элементами действительных устройств, а типовыми звеньями систем регулирования, обладающими определенными динамическими свойствами и отражающими физические составляющие системы (которые могут представлять и действительные элементы системы).

Обычно выбор звеньев в системе производится из условия соответствия свойств каждого звена, заменяющего элемент системы или их совокупность, элементарной математической операции: умножению, дифференцированию, интегрированию, функциональному преобразованию. Другими словами, каждое звено характеризуется сигналами входа и выхода и позволяет установить, как изменяется выходная величина при изменении входной. При этом предполагается, что изменение выходной величины не вызывает изменения входной. На структурных схемах каждое звено изображается прямоугольником (рис. 3).

Основной характеристикой звена при установившемся режиме работы является передаточный коэффициент  $k$ , представляющий отношение приращения выходного сигнала к соответствующему приращению входного сигнала

$$k = \frac{\Delta x_{\text{вых. уст.}}}{\Delta x_{\text{вх. уст.}}} \quad (1.25)$$

Физические величины входного и выходного сигналов могут быть различными, т. е. передаточный коэффициент в общем случае имеет размерность. Если пере-



Рис. 3. Структурное изображение звеньев для установившегося (а) и переходного (б) режимов

даточный коэффициент не имеет размерности, то его называют коэффициентом усиления.

Статические свойства звена или системы характеризуются статическими характеристиками, дающими связь между его выходной и входной величинами при установившемся режиме работы.

Системы автоматического управления под действием различных возмущающих сил выходят из установившегося режима работы, и в них возникают переходные процессы (динамический режим).

Характер переходного процесса определяется свойствами, характеристиками и начальными условиями системы и видом возмущающих сил. Динамические расчеты требуют определения зависимости выходной величины от времени.

Такие расчеты можно выполнять аналитическим, графическим, графоаналитическим методами, а также при помощи математического моделирования с применением электронных вычислительных машин.

При аналитическом исследовании переходных процессов реальные системы обычно линеаризуют (параметры системы остаются неизменными и элементы системы имеют ненасыщенное рабочее состояние), что позволяет применить в таких системах принцип наложения и тем самым упростить исследование системы.

Анализ переходных процессов системы управления можно проводить и по передаточной функции системы.

Под передаточной функцией системы (или звена)  $W(p)$  понимают отношение изображения выходной величины  $x_{\text{вых}}(p)$  к изображению входной величины  $x_{\text{вх}}(p)$  при нулевых начальных условиях:

$$W(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} \quad (1.26)$$

Изображения входной и выходной величин берутся по Лапласу.

Нулевые начальные условия означают, что до момента начала отсчета ( $t_0 = 0$ ) система находилась в установившемся режиме и производные величины

равны нулю. В этом случае изображение дифференциального уравнения для любого момента времени получают путем подстановки в уравнение вместо  $d/dt$  оператора  $p$ . Из этого уравнения алгебраическим путем можно получить операторное изображение выходной величины или передаточной функции.

Например, для звена, описываемого дифференциальным уравнением I порядка (апериодическое или инерционное звено),

$$T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}}. \quad (1.27)$$

Полагая  $\frac{d}{dt} = p$ , получим  $(Tp + 1)x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}}$ .

Рассматривая это уравнение как алгебраическое, можно найти операторное выражение выходной величины:

$$x_{\text{вых}}(p) = \frac{kx_{\text{вх}}(p)}{1 + Tp}. \quad (1.28)$$

В соответствии с формулой (1.26) передаточная функция

$$W(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{k}{1 + Tp}, \quad (1.29)$$

где  $k$  — передаточный коэффициент;

$T$  — постоянная времени звена, определяющая запаздывание выходного сигнала во времени.

Передаточная функция является основной характеристикой системы и ее элементов. Она определяет динамические и статические свойства системы, а также позволяет определить переходный процесс и статические характеристики системы и звеньев, рассмотреть вопросы устойчивости системы. В общем случае на структурных схемах связь между сигналами входа и выхода характеризуется передаточными функциями звеньев (см. рис. 3).

## 5. ЗАМКНУТЫЕ И РАЗОМКНУТЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Современные прокатные станы предъявляют очень жесткие требования к электроприводу в части обеспечения требуемого режима работы. Эти требования выполняются при помощи замкнутых систем автоматического управления, которые пришли на смену разомкнутым системам управления.

Разомкнутые системы управления характеризуются тем, что в них задается необходимое значение регулируемой величины, но в процессе работы значение регулируемой величины не контролируется и система не реагирует на отклонение регулируемой величины от заданного значения. Другими словами, в разомкнутых системах управления выходная величина не сравнивается с входным сигналом, т. е. система не имеет обратной связи.

На рис. 4, а приведена структурная схема разомкнутой системы управления двигателем. Первым звеном системы является обмотка возбуждения генератора *ОВГ*, вторым — якорь генератора *Г*, третьим — якорь двигателя *Д*. Входным сигналом является напряжение  $U_{\text{в}}$ , подаваемое на *ОВГ*, выходным — скорость вращения якоря двигателя  $n$ . Изменение скорости вращения  $n$ , например, под влиянием момента прокатки, не вызывает изменения ни входного сигнала  $U_{\text{в}}$ , ни промежуточных величин  $I_{\text{в}}$  и  $E_{\text{Г}}$ .

В замкнутых системах производится непрерывный контроль выходной величины и система управления при помощи цепи обратной связи реагирует на отклонение выходного сигнала от заданной величины.

Цепь обратной связи образуется тем, что сигнал берется с выхода участка системы управления (выходная величина) и подается на какой-либо предыдущий элемент основной цепи прохождения сигнала.

Наибольшее распространение в металлургических электроприводах находит замкнутая система с отрицательной обратной связью, в которой выходная ве-

Личина сравнивается с входным сигналом и для управления выходной величиной используется рассогласование (ошибка) как разность между задающим (входным) сигналом и некоторой функцией регулируемой (выходной) величины, т. е. замкнутая система регулирования, работающая по отклонению регулируемой величины.

Действительное рассогласование усиливается в регуляторах, и исполнительное устройство с определенной степенью точности приводит регулируемую величину в соответствие с задающим сигналом.

Статические и динамические свойства таких систем определяются законом регулирования, под которым понимается вид зависимости, связывающей регулирующее воздействие (выходная величина регулятора) с ошибкой регулирования.

На рис. 4, б приведена упрощенная структурная схема замкнутой системы управления двигателем. Многие приводы обеспечивают косвенное регулирование скорости двигателя по величине напряжения, подводимого к якорию. Поэтому регулируемой величиной является напряжение  $E_r$ , которое при помощи потен-

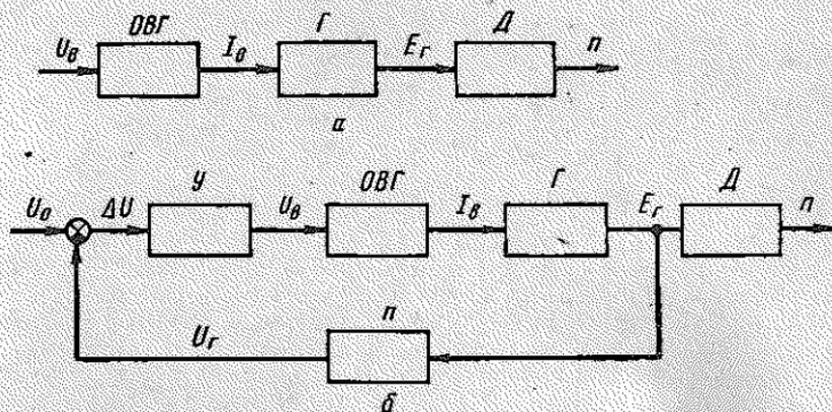


Рис. 4. Структурная схема разомкнутой (а) и замкнутой (б) систем управления

циометра  $\Pi$  преобразуется в напряжение  $U_r$  и сравнивается с задающим (входным) сигналом  $U_0$ , определяющим требуемое значение скорости двигателя. Рассогласование (ошибка)  $\Delta U = U_0 - U_r$  через регулятор  $У$  обеспечивает на выходе генератора  $Г$  требуемое значение напряжения  $E_r$ .

Задачей замкнутых систем автоматического регулирования является поддержание регулируемой (выходной) величины в заданном отношении к входному сигналу. Это соотношение нарушается во время переходного режима, возникающего под действием возмущающих сил.

Различают следующие виды систем автоматического регулирования:

1. Системы автоматической стабилизации, в которых регулируемая величина должна оставаться неизменной (в соответствии с неизменным входным сигналом), независимо от изменения возмущающих сил.

2. Системы программного регулирования, в которых регулируемая величина изменяется по заранее известной программе во времени (в соответствии с изменением во времени входного сигнала по заранее известной программе).

3. Следящие системы, в которых заданное значение регулируемой величины зависит от значения другой (входной) величины процесса, закон изменения которой заранее не известен.

В автоматизированном электроприводе прокатного производства широкое применение получили системы автоматической стабилизации, которые делятся на статические и астатические системы автоматического регулирования.

Статическими системами автоматического регулирования называются такие, в которых регулирующее воздействие пропорционально ошибке регулирования, т. е. регулирующее воздействие при изменении возмущающей силы (нагрузки)

в установившемся режиме не остается неизменным, а изменяется в соответствии с изменением возмущающей силы.

Астатическими системами автоматического регулирования называются такие, в которых регулирующее воздействие пропорционально интегралу от ошибки регулирования. Состояние равновесия (установившийся режим работы) в таких системах может наступить только при отсутствии регулирующего воздействия, т. е. при отсутствии ошибки регулирования. Поэтому в астатических системах при установившемся режиме работы значение регулируемой величины всегда равно заданному значению независимо от значения возмущений. Применение астатических регуляторов часто затруднено вследствие замедленного их действия и невозможности обеспечить в ряде случаев устойчивость при регулировании.

Системы, которые после прекращения в них действия возмущающих сил со временем приходят к установившемуся состоянию, называются устойчивыми.

Системы, в которых не восстанавливается установившееся состояние, а при отклонении от него в них возникают колебания с возрастающей амплитудой или монотонное движение в направлении удаления от установившегося состояния, называются неустойчивыми.

Замкнутая система регулирования должна обеспечивать изменение регулируемой величины только при наличии определенного типа входных сигналов; на другие типы сигналов система не реагирует или реагирует незначительно, т. е. она должна обеспечивать устойчивую работу при помехах.

Обратная связь является важнейшим средством систем автоматического управления сложными объектами. Если обратная связь действует как при установившемся режиме работы системы, так и при переходном режиме, она называется жесткой обратной связью. Если обратная связь действует только в переходном режиме, она называется гибкой обратной связью.

Когда при увеличении выходной величины сигнал обратной связи уменьшает входной сигнал элемента, на который подается обратная связь, тогда такая обратная связь называется отрицательной. Она приводит к снижению передаточного коэффициента соответствующего участка системы управления и обеспечивает стабилизацию работы системы. Если при увеличении выходной величины сигнал обратной связи увеличивает входной сигнал элемента, на который подается обратная связь, такая обратная связь называется положительной. Положительная обратная связь используется обычно для увеличения передаточного коэффициента соответствующего участка или элемента системы управления.

Для нахождения оптимального варианта замкнутой системы регулирования важно иметь простые методы синтеза и анализа системы, исключающие трудоемкие математические исследования. Современные методы анализа и синтеза систем регулирования позволяют находить такие решения при условии хорошего изучения физических основ систем автоматического регулирования.

## **6. УПРАВЛЯЮЩИЕ, ВОЗМУЩАЮЩИЕ И КОРРЕКТИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ**

В общем случае система автоматического управления имеет более одного входного сигнала.

Входными сигналами являются независимые (от происходящих в системе процессов) величины, поступающие в систему в виде управляющих и возмущающих воздействий. Различие этих сигналов определяется тем, что управляющие воздействия могут изменяться оператором или автоматически действующим устройством, а возмущающие воздействия изменяются под действием внешней среды и не управляются оператором. Другими словами, в системе автоматического управления можно выделить два типа входных сигналов: управляющие, которые система должна воспроизводить, и возмущающие, которые система должна подавлять. Управляющее воздействие вырабатывается регулятором. Под действием независимых входных сигналов системы изменяются выходные величины отдельных звеньев системы, которые являются зависимыми величинами системы. Например, на рис. 4, б зависимые величины  $U_B$ ,  $I_B$ ,  $E_T$ ,  $n$ .

Кроме входных и зависимых величин, система характеризуется также и постоянными величинами, или константами процесса (сопротивление и индуктивности обмоток, постоянные времени звеньев и др.).

Как отмечалось, задачей замкнутых систем автоматического регулирования является поддержание регулируемой величины в заданном отношении к входному сигналу. Под регулируемыми величинами понимаются зависимые величины системы, на которые накладываются ограничения (скорость вращения, ток или момент, натяжение полосы и др.).

При большом числе величин, характеризующих процесс, выбор наиболее эффективных управляющих воздействий, место их ввода в процесс, определение их величин и характера изменения во времени является сложной задачей, зависящей от характера и места действия возмущений, постоянных величин процесса, допустимых пределов изменения зависимых переменных и т. д.

Появление возмущений в замкнутой системе управления вызывает дополнительное рассогласование (например, на рис. 4, б в результате снижения напряжения  $E_r$  при увеличении нагрузки), и система при помощи регулирующих элементов стремится скорректировать регулируемую величину путем непрерывного устранения этого дополнительного рассогласования, как только оно появляется.

Если регулирующие элементы имеют большие коэффициенты усиления и значительное запаздывание во времени, корректирование регулируемой величины может привести к неустойчивой работе системы. Необходимая точность и устойчивая работа системы достигаются путем улучшения характеристик системы при помощи дополнительных корректирующих элементов. Стабилизация обеспечивается вследствие того, что регулирующее воздействие в этом случае зависит не только от отклонения, но и от производной регулируемой величины и может являться также функцией различных технических и технологических величин, характеризующих состояние системы, что позволяет учитывать не только ошибку регулирования, но и характер ее изменения.

Все эти сигналы вводятся в систему от различного рода датчиков, локальных регуляторов отдельных переменных системы или корректирующих устройств. Применение, направление действия и место ввода этих сигналов определяются задачами получения заданных статических и динамических свойств системы (повышение устойчивости системы, изменение динамических свойств элементов системы, получение оптимального переходного процесса, обеспечение высокой точности обработки заданного закона регулирования и т. д.). Корректирующие сигналы могут вводиться как в основную цепь прохождения регулирующего сигнала (последовательная коррекция системы), так и в цепь обратной связи (параллельная коррекция системы). Возможно также совместное применение этих способов — совмещенная коррекция.

Параллельная коррекция повышает стабильность характеристик звеньев системы, охваченных отрицательной обратной связью. Такие системы более сложны в настройке, так как изменение одной из величин в системе приводит к перенастройке всей системы. Системы с последовательной коррекцией более просты и удобны при расчетах и наладке.

## 7. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ

На рис. 5 приведена структурная схема системы регулирования с обратными связями [3]. Здесь и в дальнейшем входные и выходные величины понимаются как изображения, и для упрощения в написании их знак оператора опускается.

В рассматриваемой схеме приняты следующие обозначения:

$W_1(p)$  — передаточная функция звена в цепи управляющего сигнала;

$W_2(p)$  и  $W_3(p)$  — передаточные функции усилительно регулирующих звеньев;

$W_4(p)$  — передаточная функция звеньев объекта регулирования;

$W_5(p)$  — передаточная функция звена в цепи косвенно регулируемой величины;

- $W_6(p)$  и  $W_7(p)$  — передаточные функции звеньев в цепях обратной связи;  
 $W_8(p)$  — передаточная функция звеньев в цепи возмущающего сигнала;  
 $x_0$  — желаемое значение регулируемой величины;  
 $x_1$  — управляющий сигнал;  
 $x_2$  и  $x_3$  — выходные величины регулирующих элементов;  
 $x_4$  — регулируемая величина;  
 $x_5$  — косвенно регулируемая величина;  
 $x_6$  и  $x_7$  — выходные величины элементов обратной связи;  
 $x_8$  — возмущающий сигнал;  
 $x_9$  — возмущающее воздействие.

Как отмечалось, в общем случае система автоматического управления представляет сложную многоконтурную систему и имеет более одного входного сигнала.

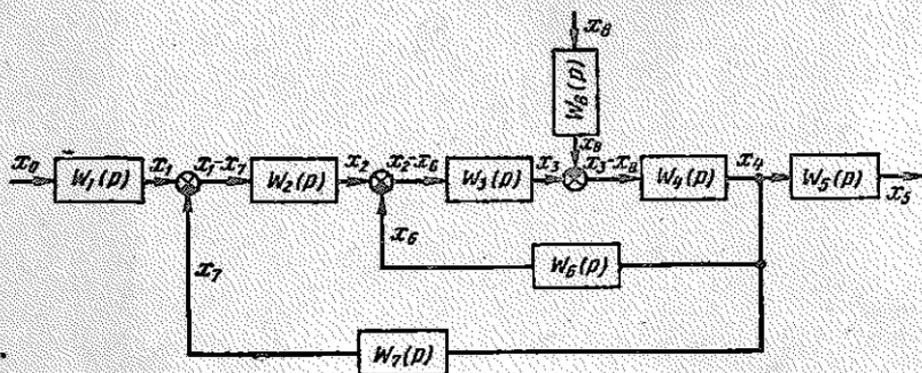


Рис. 5. Структурная схема системы регулирования с обратными связями

нада. Для упрощения исследования таких систем обычно приводят сложную структурную схему к эквивалентной более простой или одноконтурной схеме.

В линеаризованных системах часто рассматривают действие каждого отдельного входного сигнала и затем, применяя принцип наложения, находят результирующий эффект от действия различных сигналов. При этом необходимо помнить, что передаточная функция для каждого входного сигнала зависит от места действия входных сигналов.

При упрощении структурных схем участки, состоящие из нескольких звеньев, заменяют эквивалентным звеном, передаточная функция которого определяется на основании следующих теорем из теории автоматического регулирования:

1. Передаточная функция звеньев направленного действия, включенных последовательно (рис. 6, а), равна произведению передаточных функций отдельных звеньев:

$$W_3(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = W_1(p) W_2(p) W_3(p). \quad (1.30)$$

2. Передаточная функция звеньев направленного действия, выключенных параллельно (рис. 6, б), равна сумме передаточных функций отдельных звеньев:

$$W_3(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = W_1(p) + W_2(p) + W_3(p). \quad (1.31)$$

3. Передаточная функция звеньев с обратной отрицательной связью (рис. 7, а) равна:

$$W_3(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{W_1(p) W_2(p)}{1 + W_1(p) W_2(p) W_{\text{о.с}}(p)}. \quad (1.32)$$

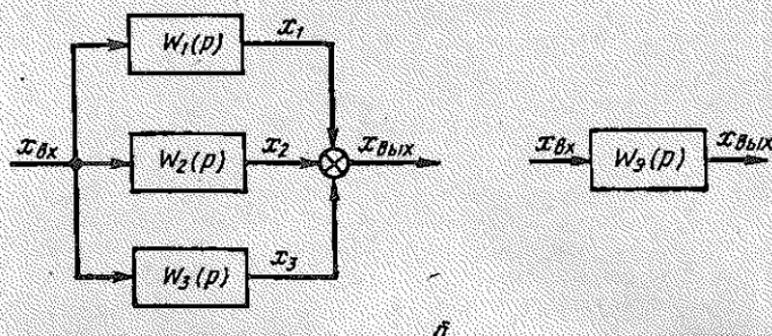
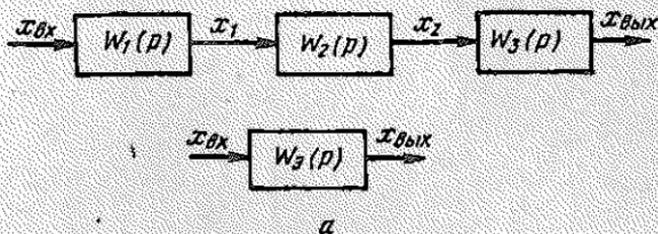


Рис. 6. Преобразование структурных схем при последовательном (а) и параллельном (б) соединении звеньев

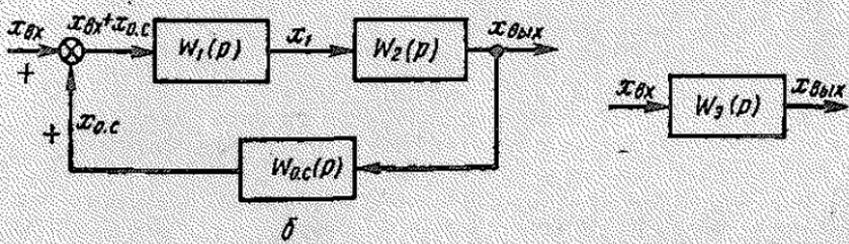
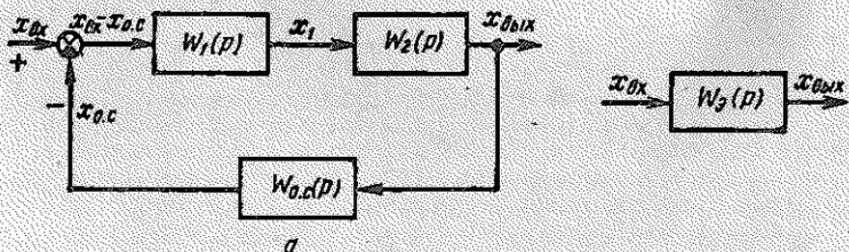


Рис. 7. Преобразование структурных схем при отрицательной (а) и положительной (б) обратной связи

4. Передаточная функция звеньев с обратной положительной связью (рис. 7, б) равна

$$W_3(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{W_1(p) W_2(p)}{1 - W_1(p) W_2(p) W_{o.c}(p)} \quad (1.33)$$

5. В случае, если линеаризованная система имеет перекрестные связи между звеньями, преобразование системы в одноконтурную производится перенесением

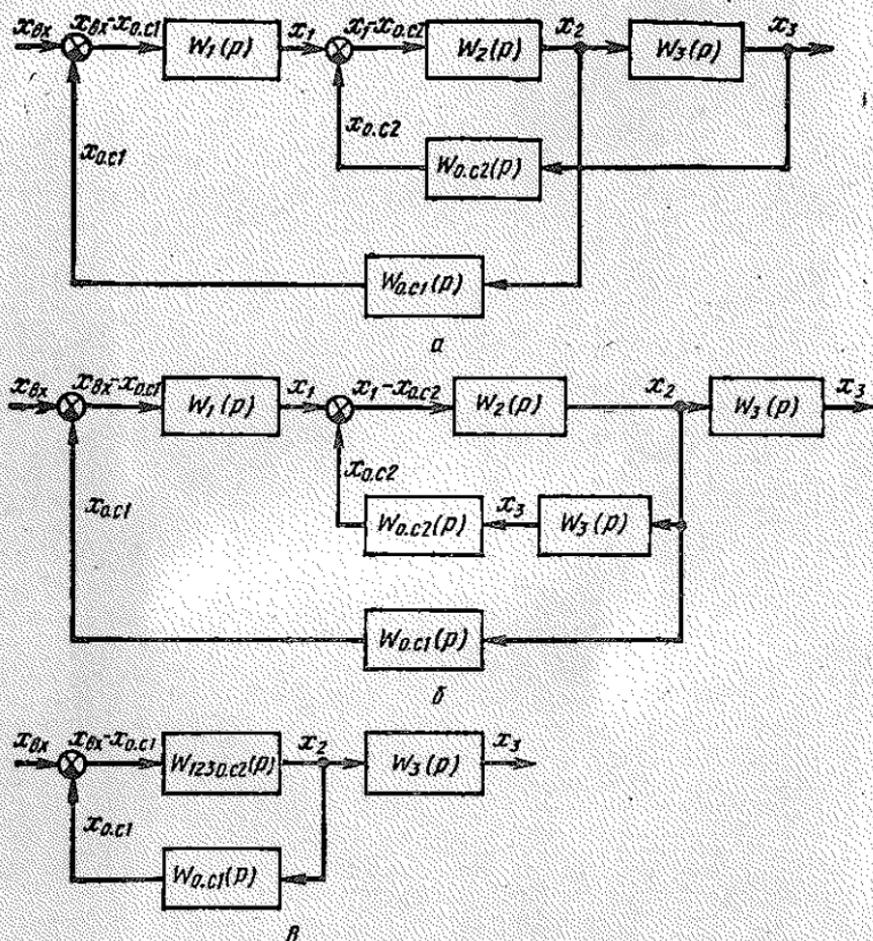


Рис. 8. Преобразование структурной схемы при перекрестных связях между звеньями

точки подключения одной из перекрещивающихся обратных связей на одно из предыдущих или последующих звеньев. При этом в контур обратной связи включают дополнительные звенья с передаточной функцией, обеспечивающей сохранение уравнений поведения системы. Другими словами, при преобразовании структурной схемы линеаризованной системы новая эквивалентная структурная схема должна обеспечивать общий результат поведения системы такой же, как и для первоначальной физической системы (система должна описываться одними и теми же уравнениями).

Например, многоконтурная система с двумя перекрещивающимися обратными связями  $W_{o.c1}(p)$  и  $W_{o.c2}(p)$  (рис. 8, а) может быть преобразована по двум вариантам [4, 5].

**Первый вариант.** Заменяем звено с передаточной функцией  $W_3(p)$  двумя одинаковыми звеньями, имеющими одну и ту же входную величину, т. е. перенесем точку подключения обратной связи звена  $W_{o.c2}(p)$  с последовательно включенным звеном  $W_3(p)$  с выхода третьего звена на выход второго звена (рис. 8, б).

Дальнейшее упрощение схемы проводят на основании приведенных выше теорем автоматического регулирования.

Заменяв часть схемы с звеньями  $W_1(p)$ ,  $W_2(p)$ ,  $W_3(p)$  и  $W_{o.c2}(p)$  одним эквивалентным звеном с передаточной функцией

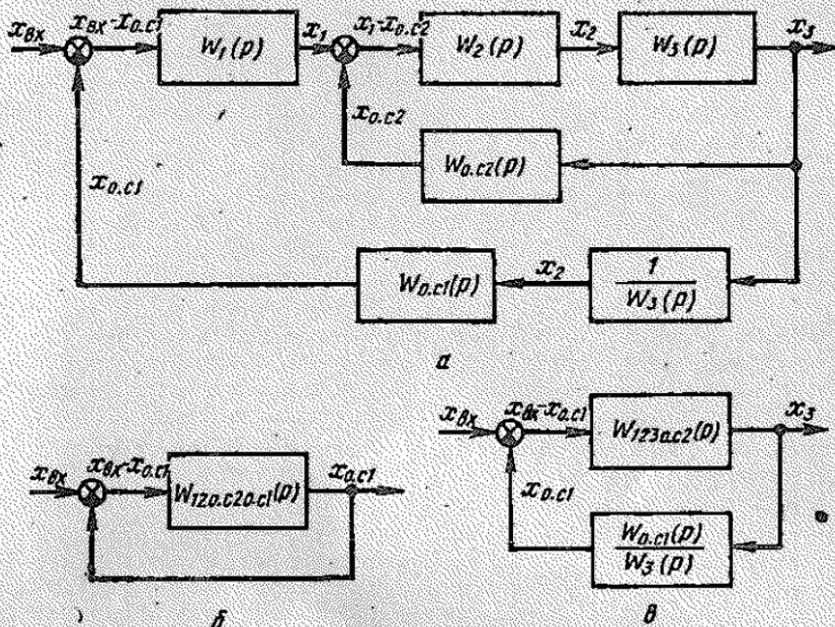


Рис. 9. Второй вариант преобразования структурной схемы

$$W_{123 o.c2}(p) = \frac{x_2(p)}{(x_{вх} - x_{o.c1})(p)} = \frac{W_1(p) W_2(p)}{1 + W_2(p) W_3(p) W_{o.c2}(p)}, \quad (1.34)$$

получим схему, представленную на рис. 8, в.

Заменяя эту схему одним эквивалентным звеном, получим передаточную функцию этого звена:

$$\begin{aligned} W_3(p) &= \frac{x_3(p)}{x_{вх}(p)} = W_3(p) \frac{W_{123 o.c2}(p)}{1 + W_{123 o.c2}(p) W_{o.c1}(p)} = \\ &= \frac{W_1(p) W_2(p) W_3(p)}{1 + W_2(p) W_3(p) W_{o.c2}(p) + W_1(p) W_2(p) W_{o.c1}(p)}. \end{aligned} \quad (1.35)$$

**Второй вариант.** Перенесем точку подключения звена обратной связи  $W_{o.c1}(p)$  с выхода второго звена на выход третьего звена. Схема имеет вид, представленный на рис. 9, а. Для этой схемы

$$W_{123 o.c2}(p) = \frac{x_3(p)}{(x_{вх} - x_{o.c1})(p)} = \frac{W_1(p) W_2(p) W_3(p)}{1 + W_2(p) W_3(p) W_{o.c2}(p)}. \quad (1.36)$$

Если за выходную величину принять сигнал обратной связи  $x_{o.c1}$ , то легко получить замкнутую систему регулирования с единичной отрицательной обратной связью (рис. 9, б), для которой

$$W_{123 \text{ о. с. 2}}(p) = \frac{x_{\text{о. с. 1}}(p)}{(x_{\text{вх}} - x_{\text{о. с. 1}})(p)} = \frac{W_1(p) W_2(p) W_{\text{о. с. 1}}(p)}{1 + W_2(p) W_3(p) W_{\text{о. с. 2}}(p)}. \quad (1.37)$$

Если за выходную величину принять сигнал  $x_3$ , то легко получить замкнутую систему регулирования (рис. 9, в), для которой

$$W_{123 \text{ о. с. 2}}(p) = \frac{x_3(p)}{(x_{\text{вх}} - x_{\text{о. с. 1}})(p)} = \frac{W_1(p) W_2(p) W_3(p)}{1 + W_2(p) W_3(p) W_{\text{о. с. 2}}(p)}; \quad (1.38)$$

$$\frac{W_{\text{о. с. 1}}(p)}{W_3(p)} = \frac{x_{\text{о. с. 1}}(p)}{x_3(p)}. \quad (1.39)$$

Заменяя эту схему одним эквивалентным звеном, получим передаточную функцию этого звена

$$W_3(p) = \frac{x_3(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{W_{123 \text{ о. с. 2}}(p)}{1 + W_{123 \text{ о. с. 2}}(p) \frac{W_{\text{о. с. 1}}(p)}{W_3(p)}} = \frac{W_1(p) W_2(p) W_3(p)}{1 + W_2(p) W_3(p) W_{\text{о. с. 2}}(p) + W_1(p) W_2(p) W_{\text{о. с. 1}}(p)}. \quad (1.40)$$

Рассмотренные две структурно преобразованные схемы имеют одну и ту же эквивалентную передаточную функцию, т. е. любая из схем замещения обеспечит общий результат поведения системы.

## 8. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИСТЕМЫ В ВИДЕ ОБЪЕКТА РЕГУЛИРОВАНИЯ И РЕГУЛЯТОРА

Системы автоматического управления электроприводами включают ряд звеньев, имеющих различное назначение: звенья, в которых происходит процесс, подлежащий регулированию; преобразователи энергии для питания этих звеньев; измерительный орган (датчик) для измерения фактического значения регулируемой физической величины и преобразования ее в электрическую величину для сравнения с заданным значением регулируемой величины; усилительно регулируемые и корректирующие звенья и др. Все эти звенья характеризуются передаточными функциями и отражаются в структурной схеме системы. Такую схему всегда можно преобразовать в замкнутую схему, состоящую из двух последовательно соединенных звеньев:

1) объекта регулирования, т. е. устройства, в котором происходит процесс, подлежащий регулированию;

2) автоматического регулятора, т. е. автоматически действующего устройства, предназначенного для выполнения задачи регулирования.

В передаточную функцию объекта регулирования включают также измерительное устройство (датчик) регулируемой величины и преобразователь энергии с управляющим органом. Другими словами, под объектом регулирования понимают участок цепи, у которой выходная величина последнего звена сравнивается с заданием, а входом является выходная величина усилителя-регулятора.

В передаточную функцию автоматического регулятора включают усилитель с обратными связями, охватывающими последний. Тогда схема автоматического регулирования может быть представлена структурной схемой в виде объекта регулирования с передаточной функцией  $W_{об}$  и автоматического регулятора с передаточной функцией  $W_{рег}$  с единичной отрицательной обратной связью (рис. 10).

Передаточная функция такой замкнутой системы

$$W_z(p) = \frac{x_{вых}(p)}{x_{вх}(p)} = \frac{W_{рег}(p) W_{об}(p)}{1 + W_{рег}(p) W_{об}(p)}. \quad (I.41)$$

В большинстве случаев объект регулирования задан и необходимо создавать регулятор, соответствующий данному объекту.

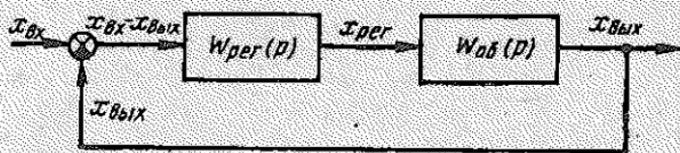


Рис. 10. Структурная схема системы в виде объекта регулирования и регулятора

От регулятора требуется высокое быстродействие и точность поддержания регулируемой величины на требуемом уровне, т. е. чтобы в установившемся режиме ошибка регулирования была минимальной или отсутствовала. В замкнутых системах нулевая статическая ошибка означает, что коэффициент усиления

$$k = \frac{x_{вых.уст}}{x_{вх.уст}} = 1.$$

Быстродействие регулятора обычно оценивается минимальным временем реакции регулятора на ступенчатое управляющее воздействие.

Рассмотрим случай, когда передаточная функция объекта регулирования включает одну постоянную времени (т. е. когда объект регулирования описывается дифференциальным уравнением 1 порядка)

$$W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{1 + T_{об} p}. \quad (I.42)$$

Если разомкнуть системы (см. рис. 10) по цепи обратной связи, то получаем разомкнутую систему с двумя последовательно соединенными звеньями  $W_{рег}$  и  $W_{об}$ .

Передаточная функция такой разомкнутой системы равна произведению передаточных функций звеньев  $W_p(p) = W_{рег}(p) \cdot W_{об}(p)$ .

Если построить регулятор, который обеспечивал бы значение передаточной функции  $W_{рег} = 1 + T_{об} p$  (идеальное форсирующее

щее звено), то такой регулятор компенсирует постоянную времени передаточной функции объекта регулирования и передаточная функция разомкнутой системы будет чисто усилительным звеном с передаточным коэффициентом, равным передаточному коэффициенту объекта регулирования:

$$W_p(p) = W_{\text{рег}}(p) W_{\text{об}}(p) = (1 + T_{\text{об}}p) \frac{k_{\text{об}}}{(1 + T_{\text{об}}p)} = k_{\text{об}}. \quad (1.43)$$

Физически это означает, что регулятор включает составляющую дифференцирования входного сигнала и при ступенчатом изменении последнего напряжение выхода регулятора теоретически мгновенно возрастает до бесконечности и мгновенно возвращается к нулю, т. е. для мгновенного изменения выходной величины апериодического звена на его вход необходимо подать импульс напряжения бесконечной амплитуды.

Тогда передаточная функция замкнутой системы

$$W_a(p) = \frac{k_{\text{об}}}{1 + k_{\text{об}}}. \quad (1.44)$$

Однако в реальных условиях осуществить идеальную компенсацию постоянной времени объекта регулирования нельзя, так как реальные усилители имеют инерцию и выходные величины звеньев системы имеют конечные значения. Кроме того, осуществление такой идеальной компенсации нерационально, так как такая система регулирования будет весьма восприимчива к различным помехам. В реальных условиях компенсация постоянной времени апериодического звена ограничена пределом, при котором полоса пропускания замкнутого контура регулирования обеспечивает его помехозащищенность.

Поэтому для каждого конкретного случая необходимо выбирать характеристики регулятора, которые согласовывались бы с характеристиками объекта.

Для объектов регулирования с различными передаточными функциями необходимо иметь регуляторы также с различными передаточными функциями, которые наилучшим образом обеспечивают требуемое качество регулирования.

## 9. РЕГУЛИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО

В качестве регуляторов таких систем обычно используются малоинерционные полупроводниковые операционные усилители постоянного тока с высоким коэффициентом усиления, а необходимые законы управления объектом регулирования выполняются путем различного рода обратных связей вокруг усилителя и цепей на входе.

Схема включения операционного усилителя представлена на рис. 11.

Связь между выходной и входной величинами такого регулятора находится из решения системы уравнений электрических цепей, соответствующих схеме включения [6].

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx - \sum_{i=1}^{i=n} U_{\text{ВХ}i} \frac{Z_{0.c}}{Z_i}, \quad (I.45)$$

где  $Z_i$  — сопротивления входных цепей сигналов управления;  
 $Z_{0.c}$  — сопротивление цепи обратной связи.

Для случая, когда на вход усилителя подается только один сигнал управления,

$$U_{\text{ВЫХ}} = - U_{\text{ВХ}1} \frac{Z_{0.c}}{Z_1}. \quad (I.46)$$

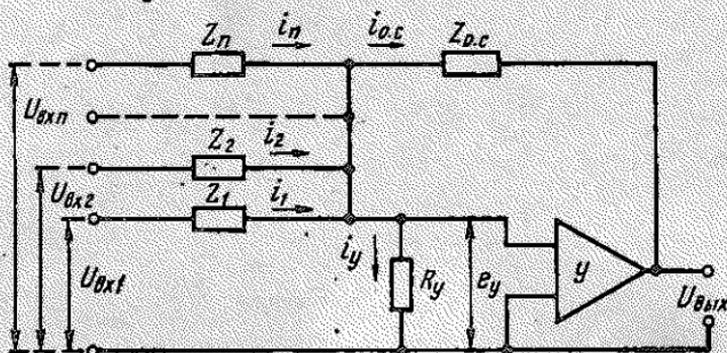


Рис. 11. Схема включения операционного усилителя

Знак «минус» учитывает инвертирующее действие операционного усилителя, так как для получения отрицательной обратной связи полярность выхода должна быть противоположной полярности входа. Тогда, если уравнения написаны в операторной форме, передаточная функция регулятора представляется в виде

$$W_{\text{рег}}(p) = - \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{Z_{0.c}}{Z_1}. \quad (I.47)$$

Изменяя физическое содержание элементов цепей  $Z_{0.c}$  и  $Z_1$ , можно получить регуляторы с различными передаточными функциями (рис. 12).

На рис. 12 приведены также временные характеристики регуляторов при ступенчатом изменении  $U_{\text{ВХ}}$ .

**Пропорциональный (П) регулятор** (рис. 12, а). Если в качестве элементов  $Z_1$  и  $Z_{0.c}$  взять резисторы, т. е.  $Z_1 = R_1$  и  $Z_{0.c} = R_{0.c}$ , то передаточная функция регулятора

$$W_{\text{рег}}(p) = - \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{R_{0.c}}{R_1} \quad (I.48)$$

и

$$U_{\text{ВЫХ}} = - U_{\text{ВХ}} \frac{R_{0.c}}{R_1}. \quad (I.49)$$

Такой регулятор осуществляет умножение входного сигнала на постоянный коэффициент с одновременным изменением знака, и его называют П-регулятором.

**Интегральный (И) регулятор** (рис. 12, б). Если в цепь обратной связи включить конденсатор (в операторной форме  $Z_{o.c} = \frac{U_{o.c}}{I_{o.c}} = \frac{1}{pC_{o.c}}$ ), а на вход цепи сигнала управления резистор  $R_1$ , т. е.  $Z_1 = R_1$ , то передаточная функция регулятора

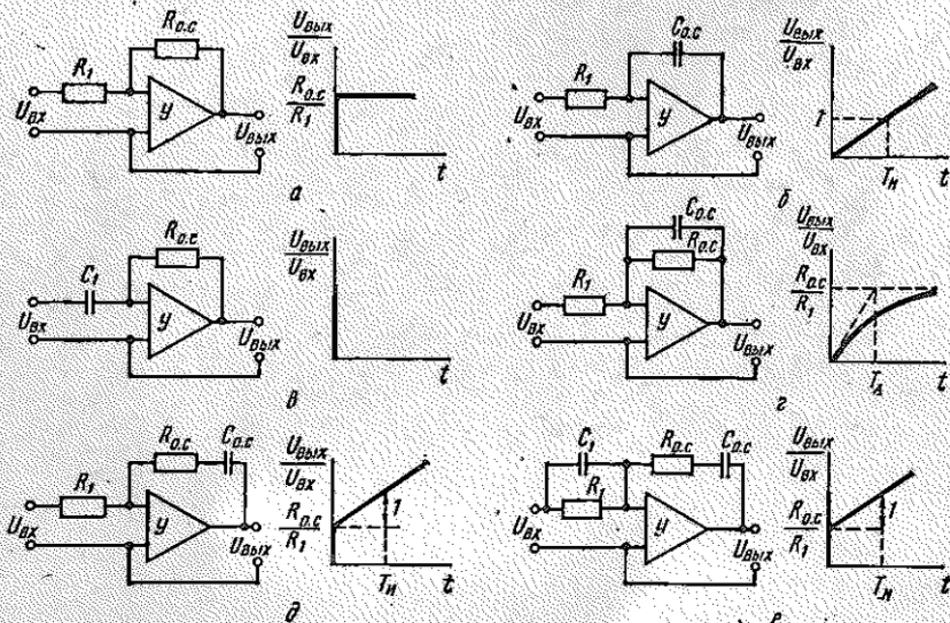


Рис. 12. Схемы включения операционных усилителей для получения различного типа регуляторов

$$W_{\text{рег}}(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{pR_1C_{o.c}} = \frac{1}{T_{\text{и}}p}, \quad (1.50)$$

где  $T_{\text{и}} = R_1C_{o.c}$  — постоянная времени интегрирования, по истечении которого напряжение  $U_{\text{вых}}$  изменяется на величину скачка  $U_{\text{вх}}$ .

Такой регулятор осуществляет операцию интегрирования входного сигнала, и его называют И-регулятором.

**Дифференциальный (Д) регулятор** (рис. 12, в). При включении в цепь обратной связи резистора ( $Z_{o.c} = R_{o.c}$ ), а на вход цепи управления конденсатора ( $Z_1 = 1/pC_1$ ), передаточная функция

$$W_{\text{рег}}(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = R_{o.c}C_1p = T_{\text{д}}p, \quad (1.51)$$

где  $T_{\text{д}} = R_{o.c}C_1$  — постоянная времени дифференцирования.

Такой регулятор выполняет операцию дифференцирования входного сигнала и называется Д-регулятором.

*Апериодический (А) регулятор (рис. 12, а).* При включении в цепь обратной связи цепочки с параллельно соединенными резистором  $R_{o.c}$  и конденсатором  $C_{o.c}$ , т. е.

$$\frac{1}{Z_{o.c}} = \frac{1}{R_{o.c}} + pC_{o.c} = \frac{1 + C_{o.c}R_{o.c}p}{R_{o.c}} \text{ и } Z_{o.c} = \frac{R_{o.c}}{1 + T_{AP}p},$$

а на вход цепи управления резистора  $R_1$ , т. е.  $Z_1 = R_1$ , передаточная функция

$$W_{\text{рег}}(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{R_{o.c}}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + T_{AP}p}, \quad (1.52)$$

где  $T_A = R_{o.c}C_{o.c}$ .

Такой регулятор ведет себя как инерционное звено, и его называют А-регулятором.

*Пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор (рис. 12, б).* При включении в цепь обратной связи цепочки последовательно соединенных конденсатора  $C_{o.c}$  и резистора  $R_{o.c}$ , т. е.  $Z_{o.c} = R_{o.c} + \frac{1}{pC_{o.c}} = \frac{1 + T_{AP}}{pC_{o.c}}$ , а на вход цепи управления резистора  $R_1$ , т. е.  $Z_1 = R_1$ , передаточная функция

$$W_{\text{рег}}(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1 + T_{AP}}{C_{o.c}R_1p} = \frac{1 + T_{AP}}{T_{II}p} = \frac{1}{T_{II}p} + \frac{R_{o.c}}{R_1}. \quad (1.53)$$

где

$$T_A = R_{o.c}C_{o.c};$$

$$T_{II} = R_1C_{o.c}.$$

Такой регулятор выполняет операцию, дающую две составляющие, одна из которых осуществляет операцию интегрирования, а вторая масштабное преобразование величины входного сигнала, и его называют ПИ-регулятором.

*Пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор (рис. 12, в).* При включении в цепь обратной связи последовательно соединенных конденсатора  $C_{o.c}$  и резистора  $R_{o.c}$ , т. е.  $Z_{o.c} = \frac{1 + T_{AP}}{pC_{o.c}}$ , а на вход цепи управления цепочки параллельно соединенных конденсатора  $C_1$  и резистора  $R_1$ , т. е.  $Z_1 =$

$$= \frac{R_1}{1 + T_1p}, \text{ передаточная функция регулятора}$$

$$W_{\text{рег}}(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1 + T_{AP}}{pC_{o.c}} \cdot \frac{1 + T_1p}{R_1} = \frac{1}{T_p} + \frac{T_1T_A}{T_{II}}p + \frac{T_1 + T_A}{T_{II}}, \quad (1.54)$$

где  $T_A = R_{o.c}C_{o.c}$ ;  $T_1 = R_1C_1$ ;  $T_{II} = R_1C_{o.c}$ .

Такой регулятор выполняет операцию, дающую три составляющие, одна из которых осуществляет операцию интегрирования, вторая — дифференцирования, а третья масштабное преоб-

зование величины входного сигнала, и его называют ПИД-регулятором. Тип регулятора выбирают в зависимости от требований к САР с учетом передаточной функции и режима работы объекта регулирования и возмущающих воздействий, которые являются определяющими для режима работы регулируемого объекта.

#### 10. СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ (СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЗАВИСИМЫХ ВЕЛИЧИН)

В случае, когда объект регулирования является аperiodическим звеном  $(W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{1 + T_{об}p})$ , применение ПИ-регулятора позволяет компенсировать постоянную времени объекта регулирования.

Передаточная функция ПИ-регулятора  $W_{рег}(p) = \frac{1 + T_{AP}}{T_{И}p}$  содержит в числителе форсирующий член  $1 + T_{AP}$ , постоянная времени  $T_A$  которого может быть равной постоянной времени  $T_{об}$  аperiodического звена ( $T_A = T_{об}$ ).

Тогда для замкнутой системы регулирования (см. рис. 10) передаточная функция разомкнутого контура регулирования

$$W_p(p) = W_{рег}(p) W_{об}(p) = \frac{1 + T_{AP}}{T_{И}p} \cdot \frac{k_{об}}{1 + T_{об}p} = \frac{k_{об}}{T_{И}p} = \frac{1}{T_0 p}, \quad (1.55)$$

где  $T_0 = T_{И}/k_{об}$ .

Результатом применения ПИ-регулятора является компенсация постоянной времени объекта регулирования и замена в разомкнутом контуре регулирования аperiodического звена с постоянной времени  $T_{об}$  интегрирующим звеном с постоянной времени  $T_0$ .

Передаточная функция замкнутой системы (см. рис. 10).

$$W_s(p) = \frac{1}{T_0 p} = \frac{1}{1 + T_0 p}. \quad (1.56)$$

Таким образом, применение ПИ-регулятора в замкнутой системе регулирования, где объект регулирования описывается простым аperiodическим звеном, приводит к тому, что замкнутая система регулирования имеет передаточную функцию также аperiodического звена, но с постоянной времени  $T_0 = T_{И}/k_{об}$ , которая может быть получена любой малой величины за счет увеличения коэффициента усиления ( $k_{об}$ ) объекта регулирования и выбора параметров входной цепи и цепи обратной связи ( $R_1$  и  $C_{о.с.}$ ). При этом обеспечиваются нулевая статическая ошибка в установившемся режиме работы (замкнутая система работает с коэффициентом усиления  $k = 1$ ) и необходимое быстродействие за счет выбора соответствующего значения  $T_0$ .

Эти свойства ПИ-регулятора позволили для многих систем регулирования электропривода с большим числом регулируемых переменных (ток и напряжение якоря, скорость вращения, ток возбуждения, положение рабочего органа машины и др.) перейти к построению систем с последовательно включенными регуляторами, в которых число регуляторов равно числу регулируемых зависимых величин.

Принцип последовательной коррекции предусматривает деление системы на звенья, которые, как правило, содержат только одну постоянную времени и при этом каждое звено охватывается контуром регулирования с регулятором, компенсирующим большую постоянную времени. На входе каждого регулятора сравниваются сигналы задания (желаемого значения) и действительного значения регулируемой величины, а выходное напряжение регулятора является сигналом-заданием последующего регулятора другой регулируемой величины.

Обобщенная структурная схема системы с последовательной коррекцией представлена на рис. 13 [6, 7].

На схеме приняты следующие обозначения:

$W_{об1}(p), W_{об2}(p), \dots, W_{обn}(p)$  — передаточные функции объектов регулирования 1, 2, ...,  $n$ ;

$W_{рег1}(p), W_{рег2}(p), \dots, W_{регn}(p)$  — передаточные функции регуляторов регулируемых величин соответственно  $x_1, x_2, \dots, x_n$ ;

$W_{з1}(p), W_{з2}(p), \dots, W_{зн}(p)$  — передаточные функции замкнутых контуров соответственно 1, 2, ...,  $n$ ;

$W'_{об2}(p), \dots, W'_{об(n-1)}(p), W'_{обn}(p)$  — передаточные функции объектов регулирования соответственно для регуляторов  $W_{рег2}, \dots, W_{рег(n-1)}, W_{реgn}$ ;

$x_1, x_2, \dots, x_n$  — регулируемые величины соответственно для регуляторов  $W_{рег1}, W_{рег2}, \dots, W_{реgn}$ ;

$x_{1з}, x_{2з}, \dots, x_{(n-1)з}, x_{nz}$  — сигналы задания (желаемые значения регулируемых величин) соответственно для регуляторов  $W_{рег1}, W_{рег2}, \dots, W_{реgn}$ .

Как отмечалось, система с последовательной коррекцией характеризуется тем, что она имеет число замкнутых контуров регулирования, равное числу регулируемых величин. Каждый контур регулирования состоит из регулятора и объекта регулирования. Объект регулирования каждого контура (на рис. 13 передаточная функция такого объекта обозначена  $W'_{об}$ ) включает собственно объект регулирования данной регулируемой величины и замкнутые контуры регулирования, внутренние по отношению к рассматриваемому контуру, т. е.

$$W'_{обi}(p) = W_{обi}(p) W_{з(i-1)}(p). \quad (1.57)$$

Например, для второго внутреннего контура

$$W'_{об2}(p) = W_{об2}(p) W_{з1}(p) = W_{об2}(p) \frac{W_{рег1}(p) W_{об1}(p)}{1 + W_{рег1}(p) W_{об1}(p)}. \quad (1.58)$$

В системе управления с последовательной коррекцией всегда имеется внутренний контур, для которого передаточная функция объекта регулирования  $W_{об}$  совпадает с передаточной функцией собственно объекта регулирования  $W_{об}$ .

В схеме на рис. 13 таким контуром является первый замкнутый контур  $W'_{об1} = W_{об1}$ . Этот контур характеризуется тем, что с него начинают расчет системы.

В таких системах последняя регулируемая величина ( $x_n$ ) является основной, определяющей главную цель автоматического регулирования технологического процесса. Остальные регулируемые величины ( $x_1, x_2, \dots, x_{n-1}$ ) являются вспомогательными и подчинены основной регулируемой величине. При этом каждая

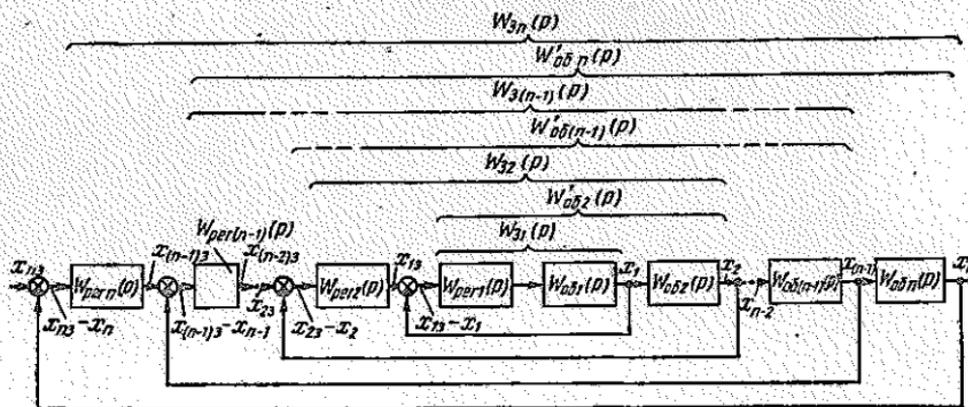


Рис. 13. Обобщенная структурная схема системы с последовательной коррекцией

вспомогательная регулируемая величина является подчиненной в отношении последующей регулируемой величины (например,  $x_1$  подчинена  $x_2$  и т. д.). Поэтому системы с последовательной коррекцией называют также системами подчиненного регулирования.

Наладка многоконтурной системы с подчиненным регулированием параметров достигается последовательной оптимизацией контуров системы, начиная с внутреннего и кончая внешним. Под оптимизацией контура понимают получение передаточной функции замкнутого контура, которая отвечает поставленным требованиям. Так как объект регулирования содержит одну большую (реже две большие) постоянную времени, компенсируемую регулятором, то это значительно облегчает синтез систем. При этом большим достоинством систем является возможность просто ограничивать регулируемую величину, для чего достаточно ограничить выходную величину предшествующего регулятора, являющегося заданием для регулируемой величины, подлежащей ограничению.

Эти важные преимущества систем с последовательной коррекцией по сравнению с системами с параллельной коррекцией

способствовали их широкому внедрению практически для всех электроприводов постоянного тока прокатного производства. Этому способствовало также создание тиристорных преобразователей с малой мощностью управления, операционных усилителей постоянного тока, датчиков фактических значений регулируемых величин, задатчиков интенсивности регулируемых величин, источников питания, вспомогательных элементов для связи между основными элементами и др.

На базе этих элементов в Советском Союзе серийно выпускается унифицированная блочная система регуляторов (УБСР), разработанная институтом «ВНИИэлектропривод», которая обеспечивает управление всеми необходимыми для прокатного производства электроприводами.

## Глава II

### ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА И МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ

#### 1. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

В двигателе независимого возбуждения питание якоря двигателя и обмотки возбуждения производится от независимых источников энергии  $U$  и  $U_b$  (рис. 14). Якорь двигателя вращается в магнитном поле, создаваемом обмоткой возбуждения. При этом в обмотке якоря наводится электродвижущая сила  $E$ , которая определяется по формуле

$$E = \frac{pn}{60} \cdot \frac{N}{a} \Phi = k_E \Phi n \text{ В}, \quad (\text{II.1})$$

где  $p$  — число пар главных полюсов;  
 $n$  — скорость вращения якоря, об/мин;

$N$  — число активных проводников обмотки якоря;

$a$  — число пар параллельных ветвей обмотки якоря;

$\Phi$  — полезный магнитный поток одного полюса, Вб;

$k_E$  — конструктивная постоянная э. д. с. двигателя;  $k_E = \frac{pN}{60a}$ .

Если поток двигателя — величина постоянная, то  $E = c_E n$  ( $c_E = k_E \Phi$  — коэффициент э. д. с. двигателя, В/об/мин.).

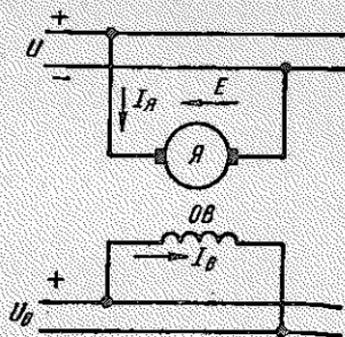


Рис. 14. Схема включения двигателя независимого возбуждения

Если  $E$  выразить через функцию угловой скорости вращения, т. е.  $E = k\Phi\omega$ , то конструктивная постоянная двигателя

$$k = \frac{N}{2\pi} \cdot \frac{p}{a}.$$

Уравнение электрического равновесия якорной цепи двигателя

$$U = E + I_{\text{я}}R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = E + R_{\text{я}} \left( I_{\text{я}} + T_{\text{э}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} \right), \quad (11.2)$$

где  $U$  — напряжение, приложенное к якорю двигателя;

$E$  — э. д. с. двигателя;

$I_{\text{я}}$  — ток якоря;

$R_{\text{я}}$  — сопротивление цепи якоря (включает сопротивления добавочных полюсов и компенсационной обмотки);

$L_{\text{я}}$  — индуктивность якоря двигателя;

$T_{\text{э}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$  — электромагнитная постоянная времени якоря.

Индуктивность якоря электродвигателя можно приближенно определить по формуле [8]:

$$L_{\text{я}} = c \frac{60}{2\pi n_{\text{нр}}} \cdot \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} \Gamma, \quad (11.3)$$

где  $c$  — постоянная. Для компенсированных двигателей  $c = 0,1 \div 0,25$  (меньшее значение для тихоходных двигателей); для некомпенсированных двигателей  $c = 0,6$ ;

$U_{\text{н}}$ ,  $I_{\text{н}}$ ,  $n_{\text{н}}$  — соответственно номинальные значения напряжения, тока и скорости вращения электродвигателя.

В операторном виде уравнение электрического равновесия

$$U = E + I_{\text{я}}R_{\text{я}}(1 + T_{\text{э}}p). \quad (11.4)$$

При установившемся режиме работы двигателя

$$I_{\text{я}} = \frac{U - E}{R_{\text{я}}}. \quad (11.5)$$

Мощность, потребляемая якорем электродвигателя из сети, кВт

$$P_{\text{с}} = UI_{\text{я}}10^{-3}. \quad (11.6)$$

Часть этой мощности расходуется на покрытие мощности потерь в сопротивлении обмотки якоря ( $p_{\text{м}}$ ) и сопротивлении щеточного контакта ( $p_{\text{щ}}$ ):

$$p_{\text{м}} + p_{\text{щ}} = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}} 10^{-3}. \quad (11.7)$$

Остальная часть потребляемой из сети мощности преобразовывается в электромагнитную мощность  $P_{\text{а}}$  двигателя

$$P_{\text{а}} = P_{\text{с}} - (p_{\text{м}} + p_{\text{щ}}) = (U - I_{\text{я}}R_{\text{я}}) I_{\text{я}} 10^{-3} = EI_{\text{я}} 10^{-3}. \quad (11.8)$$

Электромагнитную мощность можно также выразить через электромагнитный момент двигателя  $M_a$  (полный вращающий момент, развиваемый двигателем) и скорость вращения якоря:

$$P_a = M_a \omega 10^{-3} = \frac{M_a n}{9550}. \quad (II.9)$$

Отсюда электромагнитный момент двигателя, Н·м

$$M_a = \frac{1000 P_a}{\omega}. \quad (II.10)$$

Подставляя в это уравнение значение  $P_a$  по формуле (II.8), получим

$$M_a = \frac{1000 E I_a 10^{-3}}{2\pi n} = \frac{60}{2\pi n} \cdot \frac{\rho n}{60} \cdot \frac{N}{a} \Phi I_a = k_M \Phi I_a, \quad (II.11)$$

где  $k_M$  — конструктивная постоянная момента двигателя.

$$k_M = \frac{\rho}{2\pi a} N. \quad (II.12)$$

Если поток двигателя — величина постоянная, то

$$M_a = c_M I_a \text{ Н·м}, \quad (II.13)$$

где  $c_M = k_M \Phi$  — коэффициент момента двигателя, Н·м/А.

Разделив значение  $c_M$  на  $c_E$ , получим

$$\frac{c_M}{c_E} = \frac{k_M}{k_E} = \frac{\frac{\rho}{2\pi a} N}{\frac{\rho N}{60a}} = \frac{60}{2\pi} = 9,55. \quad (II.14)$$

В случае, если э. д. с. двигателя выражается в функции угловой скорости вращения  $E = k\Phi\omega = c\Phi$ , то  $k_E = k_M = k$ ,  $c_E = c_M = c$ .

Полезная механическая мощность  $P$ , отдаваемая валом двигателя, меньше электромагнитной мощности  $P_a$  на величину мощности механических потерь  $p_{\text{мех}}$  (потери в подшипниках, вентиляторные, на трение щеток о коллектор) и мощности потерь в стали  $p_{\text{ст}}$  (потери на гистерезис и вихревые токи в сердечнике якоря и зубцах):

$$P = P_a - (p_{\text{мех}} + p_{\text{ст}}). \quad (II.15)$$

Обычно потери в двигателе оценивают коэффициентом полезного действия, под которым понимают отношение полезной механической мощности  $P$  к мощности, подводимой к двигателю:

$$\eta = \frac{P}{P_c} 100\%. \quad (II.16)$$

Полезный момент на валу двигателя  $M$  меньше электромагнитного  $M_a$  на величину момента потерь в подшипниках, венти-

ляционного и трения щеток о коллектор, т. е. потерь холостого хода  $M_{x,x}$

$$M = M_a - M_{x,x} \quad (II.17)$$

С некоторым приближением  $M_{x,x}$  принимают величиной постоянной и легко определяют по паспортным данным  $M_{x,x} = M_{ан} - M_n$ . Обычно считают, что  $M_{x,x} \approx (0,03 \div 0,05) M_n$ .

Условимся под моментом двигателя в дальнейшем понимать электромагнитный момент. При этом потери в двигателе будем относить к статическому моменту или пренебрегать этими потерями, т. е. будем считать, что  $M = M_a$ .

Значения постоянных коэффициентов  $c_E$  и  $c_M$  для практических расчетов можно определять по каталожным данным двигателя, где даются номинальные значения  $P_n$ ,  $U_n$ ,  $I_n$ ,  $n_n$ ,  $\eta_n$ .

Тогда для номинального потока двигателя:

$$\left. \begin{aligned} c_{E n} &= \frac{U_n - I_n R_{я}}{n_n}; \\ c_{M n} &= 9,55 c_{E n}. \end{aligned} \right\} \quad (II.18)$$

В каталогах сопротивление  $R_{я}$ , как правило, не указывается и его приближенно определяют, считая для двигателя независимого возбуждения, что при  $I_n$  половина всех потерь в двигателе приходится на потери в сопротивлении цепи якоря [9], т. е.

$$I_n^2 R_{я} \approx 0,5 (1 - \eta_n) U_n I_n, \quad (II.19)$$

откуда

$$R_{я} \approx 0,5 (1 - \eta_n) \frac{U_n}{I_n} = 0,5 (1 - \eta_n) R_n \text{ Ом}, \quad (II.20)$$

где  $R_n = U_n / I_n$  — номинальное сопротивление двигателя.

## 2. ДВИГАТЕЛЬ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ КАК ОБЪЕКТ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Двигатель независимого возбуждения как объект регулирования, выходной величиной которого принимается скорость вращения  $n$ , может быть представлен на основании совместного решения уравнений электрического (II.2) и механического (I.8) равновесия якоря и уравнений цепи возбуждения, записанных в операторной форме:

$$(1 + T_{\sigma} p) I_n = k_{\sigma} (U - E); \quad (II.21)$$

$$E = k_E \Phi n; \quad (II.22)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{GD^2}{38,2} pn &= M - M_c; \\ M &= k_M \Phi I_{я} \end{aligned} \right\} \quad (II.23)$$

откуда

$$n = \frac{1}{p} \cdot \frac{38,2}{GD^2} (k_M \Phi I_n - M_c); \quad (\text{II.24})$$

$$(1 + T_{вp}) I_{в} = k_{в} U_{в}; \quad (\text{II.25})$$

$$\Phi = k_{\Phi} I_{в}, \quad (\text{II.26})$$

где  $k_{\Phi} = 1/R_{\Phi}$  — передаточный коэффициент якоря;  
 $k_{в} = 1/R_{в}$  — передаточный коэффициент цепи возбуждения;  
 $k_{\Phi}$  — передаточный коэффициент звена, преобразующего ток возбуждения в магнитный поток;  
 $T_{в} = L_{в}/R_{в}$  — электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения двигателя.

При этом в целях упрощения сделаны следующие допущения:

1. Двигатель имеет дополнительные полюса и компенсационную обмотку, и влиянием реакции якоря можно пренебречь.
2. Не учтено действие вихревых токов в магнитопроводе.
3. Характеристики намагничивания на рабочем участке имеют линейный характер, т. е.  $L_{в} = \text{const}$ .

Индуктивность обмотки возбуждения определяют по кривой намагничивания или характеристике холостого хода машины [8].

Рассматривая полученные уравнения как уравнения звеньев, выходная величина которых находится в левой части, а входная в правой части уравнения, получаем передаточные функции звеньев

$$W_1(p) = \frac{I_n(p)}{(U - E)(p)} = \frac{k_3}{1 + T_{3p}}; \quad (\text{II.27})$$

$$W_2(p) = \frac{E(p)}{\Phi_n(p)} = k_E; \quad (\text{II.28})$$

$$W_3(p) = \frac{M(p)}{\Phi I_n(p)} = k_M; \quad (\text{II.29})$$

$$W_4(p) = \frac{n(p)}{(M - M_c)(p)} = \frac{1}{p} \cdot \frac{38,2}{GD^2}; \quad (\text{II.30})$$

$$W_5(p) = \frac{I_{в}(p)}{U_{в}(p)} = \frac{k_{в}}{1 + T_{вp}}; \quad (\text{II.31})$$

$$W_6(p) = \frac{\Phi(p)}{I_{в}(p)} = k_{\Phi} \quad (\text{II.32})$$

и два множительных звена, имеющих на входе по две величины  $\Phi$  и  $n$ ;  $\Phi$  и  $I_n$ , а на выходе — соответственно их произведения  $\Phi n$  и  $\Phi I_n$ .

Структурная схема двигателя в соответствии с передаточными функциями представлена на рис. 15, а, умножение  $\Phi$  на  $I_n$  и  $\Phi$  на  $n$  осуществляется множительным звеном.

Как видно из схемы, двигатель постоянного тока независимого возбуждения представляет замкнутую систему с обратной связью, имеющую два управляющих воздействия ( $U$  и  $U_n$ ) и одно возмущающее ( $M_c$ ).

Если магнитный поток двигателя постоянен ( $\Phi = \text{const}$ ), то структурная схема двигателя преобразуется в одноконтурную с одним управляющим ( $U$ ) и одним возмущающим ( $M_c$ ) воздействиями (рис. 15, б).

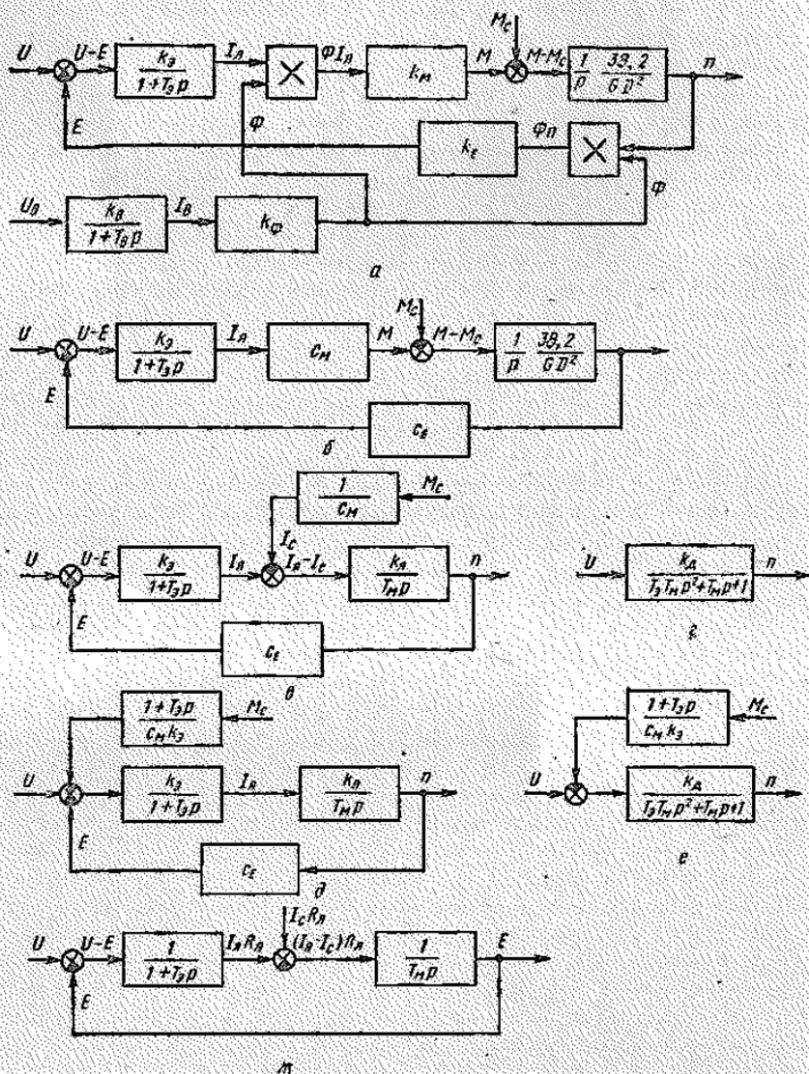


Рис. 15. Варианты структурных схем двигателя независимого возбуждения

В рассмотренных схемах в качестве зависимых величин звеньев основной цепи регулирования приняты ток и момент двигателя. Если в качестве зависимой величины принять только ток двигателя ( $I_a$ ), то уравнение механического равновесия ( $\Phi = \text{const}$ ) можно преобразовать:

$$\frac{GD^2}{38,2} p n = \frac{GD^2 R_\pi}{38,2 c_E} \cdot \frac{c_E}{R_\pi} p n = c_M (I_a - I_c); \quad (\text{II.33})$$

$$\frac{GD^2 R_n}{38,2 c_E c_M} p n = \frac{R_n}{c_E} (I_n - I_c); \quad (II.34)$$

$$T_m p n = k_n (I_n - I_c), \quad (II.35)$$

где  $T_m = \frac{GD^2 R_n}{38,2 c_E c_M}$  — электромеханическая постоянная времени (физическое значение см. с. 129);

$k_n = \frac{R_n}{G E} = \frac{1}{c_E c_n}$  — передаточный коэффициент интегрирующего звена двигателя, об/мин/А;

$I_c = \frac{M_c}{c_M}$  — ток статической нагрузки, А.

Структурная схема двигателя для этого случая представлена на рис. 15, в. Таким образом, двигатель при  $\Phi = \text{const}$  как объект регулирования может быть представлен замкнутой одноконтурной системой, имеющей в основной цепи регулирования два последовательно соединенных звена: аperiodическое (с электромагнитной постоянной времени якоря и передаточным коэффициентом  $k_n$ ), на вход которого подается разность подводимого к якорю напряжения и э. д. с. двигателя ( $U - E$ ), и интегрирующее (с электромеханической постоянной времени и передаточным коэффициентом  $k_m$ ), на вход которого подается разность тока двигателя и тока статической нагрузки. Схема имеет два входных сигнала: управляющее воздействие ( $U$ ) и возмущающее ( $I_c$ ).

При работе двигателя вхолостую ( $M_c = 0$ ), т. е., рассматривая случай изменения режима работы двигателя за счет изменения управляющего воздействия  $U$ , получаем для схемы, представленной на рис. 15, в, замену двигателя эквивалентным звеном (рис. 15, г) с передаточной функцией

$$W_U(p) = \frac{n(p)}{U(p)} = \frac{k_d}{T_s T_m p^2 + T_m p + 1}, \quad (II.36)$$

где  $k_d = k_s k_n = 1/c_E$ .

Для того чтобы двигатель в случае преодоления момента сопротивления  $M_c$  представлять в виде отдельного звена, преобразуем структурную схему (рис. 15, в) таким образом, чтобы возмущающее воздействие  $M_c$  действовало на входе первого звена. Тогда получим структурные схемы двигателя, представленные на рис. 15, д, е. Таким образом, в общем случае, для управляющего воздействия двигатель является звеном второго порядка.

При  $T_s > T_m/4$  корни характеристического уравнения — мнимые и двигатель является колебательным звеном.

При  $T_s < T_m/4$  корни характеристического уравнения вещественны и двигатель является аperiodическим звеном второго порядка. В этом случае его можно рассматривать как последовательное соединение двух эквивалентных инерционных звеньев

с фиктивными постоянными времени  $T_{1ф}$  и  $T_{2ф}$ , получаемыми при решении уравнения [10]:

$$(1 + T_{1ф}p) \cdot (1 + T_{2ф}p) = T_э T_m p^2 + T_m p + 1. \quad (II.37)$$

Если индуктивность якоря мала и  $T_э \ll T_m$ , то для управляющего воздействия двигатель является аperiodическим звеном с передаточной функцией

$$W_d(p) = \frac{n(p)}{U(p)} = \frac{k_d}{T_m p + 1}. \quad (II.38)$$

Если выходным сигналом двигателя принять не скорость вращения  $n$ , а э. д. с. двигателя  $E$ , а в качестве зависимой величины произведение силы тока двигателя на сопротивление якорной цепи, то уравнения, описывающие двигатель:

$$(1 + T_э p) I_я R_я = U - E; \quad (II.39)$$

$$T_m p E = (I_я - I_c) R_я, \quad (II.40)$$

и структурная схема двигателя имеет вид, представленный на рис. 15, *ж*, т. е. двигатель в этом случае представляет замкнутую систему с единичной отрицательной связью и коэффициенты усиления звеньев равны единице.

### 3. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Механической характеристикой электродвигателя называют зависимость его скорости вращения от момента при установившемся режиме работы, т. е. зависимости вида  $n = f(M)$ ;  $\omega = f(M)$ .

Под механической характеристикой также понимают зависимость скорости вращения двигателя от тока якоря, т. е.  $n = f(I_я)^*$ .

Различают естественные и искусственные механические характеристики.

Естественные характеристики дают зависимость  $n = f(M)$  [ $n = f(I_я)$ ] для номинальных условий работы двигателя в отношении его электрических параметров, т. е. при  $U_n$ ,  $\Phi_n$  и при отсутствии в главной цепи двигателя добавочных сопротивлений.

Искусственные характеристики дают зависимость  $n = f(M)$  [ $n = f(I_я)$ ] при наличии регулирующих устройств, включенных в главную цепь или в цепь возбуждения двигателя, а также при изменении подводимого к двигателю напряжения.

Механические характеристики имеют важное значение для оценки электромеханических свойств двигателя и являются одним из основных критериев при выборе того или иного типа двигателя для исполнительных механизмов.

Электродвигатели для промышленных механизмов имеют механические характеристики, обеспечивающие снижение скорости

\* В технической литературе зависимость  $n = f(I_я)$  также называют электромеханической или скоростной характеристикой двигателя [2, 11].

при увеличении нагрузки. Однако разные двигатели имеют раз-  
личную степень изменения скорости.

Критерием для оценки механических характеристик может  
служить их крутизна  $\beta$ , под которой понимают отношение отно-  
сительного изменения скорости к соответствующему относитель-  
ному изменению момента, т. е.

$$\beta = \frac{\Delta n / n_n}{\Delta M / M_n} \quad (II.41)$$

Принято крутизну выражать в процентах при изменении  
момента от 0 до  $M_n$ , т. е.  $\Delta M = M_n$  и  $\Delta M \% \doteq 100\%$ . При этом  
 $\Delta n = \Delta n_n$  и  $\Delta n \% = \Delta n_n \%$ .

Тогда

$$\beta = \frac{\Delta n_n \%}{\Delta M \%} 100 = \frac{\Delta n_n \%}{100} 100 = \\ = \Delta n_n \%$$

В зависимости от величины  
 $\beta$  различают следующие виды  
механических характеристик  
(рис. 16):

1) абсолютно жесткую механическую характеристику (кри-  
вая 1). Двигатель имеет постоянную скорость вращения, не  
зависящую от нагрузки ( $\beta = 0$ ).

2) жесткую механическую характеристику (кривая 2) при  
крутизне  $\beta = 1 \div 10\%$ ;

3) мягкую механическую характеристику (кривая 3) при  
крутизне  $\beta > 10\%$ .

Для данной серии двигателей механические характеристики,  
выраженные в относительных единицах у двигателей различной  
мощности, практически изображаются одной кривой. Эта кривая  
называется универсальной механической характеристикой.

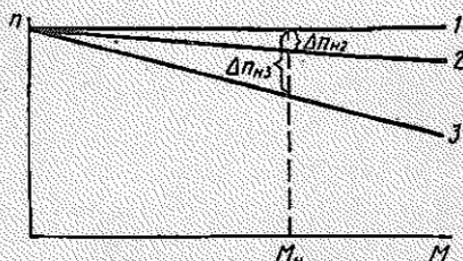


Рис. 16. Механические характеристики  
двигателей различной крутизны

#### 4. ЕСТЕСТВЕННЫЕ МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Аналитическое выражение механической характеристики дви-  
гателя постоянного тока получается из уравнения (II.5) электри-  
ческого равновесия якорной цепи при установившемся режиме  
работы

$$U = E + I_a R_a = k_E \Phi n + I_a R_a,$$

откуда

$$n = \frac{U}{k_E \Phi} - \frac{I_a R_a}{k_E \Phi} \text{ об/мин.} \quad (II.42)$$

Подставляя в это уравнение значение тока якоря из формулы (II.11), получим

$$n = \frac{U}{k_E \Phi} - \frac{R_{я.}}{k_E k_M \Phi^2} M_a. \quad (II.43)$$

Следовательно, в уравнение механической характеристики входит электромагнитный момент. Как отмечалось выше, при практических расчетах можно считать, что  $M \approx M_a$ . В случае, если магнитный поток у двигателя постоянен ( $\Phi = \text{const}$ ), уравнение механической характеристики упрощается:

$$n = \frac{U}{c_E} - \frac{R_{я.}}{c_E c_M} M = \frac{U}{c_E} - \frac{R_{я.}}{c_E} I_{я.} \quad (II.44)$$

Уравнение механической характеристики может быть записано в виде

$$n = n_0 - \Delta n, \quad (II.45)$$

где  $n_0 = \frac{U}{k_E \Phi} = \frac{U}{c_E}$  — скорость идеального холостого хода двигателя (при  $M = 0$  и  $I_{я.} = 0$ );

$\Delta n = \frac{MR_{я.}}{k_E k_M \Phi^2} = \frac{I_{я.} R_{я.}}{k_E \Phi}$  — перепад скорости вращения при данном моменте  $M$  и данном сопротивлении якоря  $R_{я.}$ .

Уравнение механической характеристики можно также получить из структурной схемы двигателя как объекта регулирования в виде статической характеристики замкнутой системы.

Для схемы, представленной на рис. 15,  $v$ , скорость двигателя  $n$  определяется двумя входными сигналами: управляющим воздействием  $U$  и возмущающим ( $-I_c$ ). Рассмотрим действие каждого входного сигнала отдельно, а регулирующий эффект от обоих сигналов получим, применив принцип наложения.

Передаточная функция для управляющего воздействия  $U$  ( $I_c = 0$ )

$$W_U(p) = \frac{n_U(p)}{U(p)} = \frac{k_d}{T_s T_m p^2 + T_m p + 1}. \quad (II.46)$$

Для установившегося режима работы

$$k_d = \frac{n_U}{U} = \frac{1}{c_E}, \quad (II.47)$$

где  $n_U = \frac{U}{c_E} = n_0$  — скорость идеального холостого хода.

Передаточная функция для возмущения ( $-I_c$ ) ( $U = 0$ )

$$W_{I_c}(p) = \frac{n_{I_c}(p)}{(-I_c)(p)} = \frac{k_{я.}}{T_m p + 1 + T_s p}. \quad (II.48)$$

Для установившегося режима работы ( $I_n = I_c$ ):

$$\frac{1}{k_3 c_E} = \frac{n_{I_c}}{-I_c}, \quad (II.49)$$

$$n_{I_c} = -\frac{I_c}{k_3 c_E} = -\frac{R_n I_c}{c_E} = -\frac{R_n I_n}{c_E} = -\Delta n. \quad (II.50)$$

Результирующий эффект от обоих сигналов

$$n = n_0 + n_{I_c} = \frac{U}{c_E} - \frac{R_n I_n}{c_E} = \frac{U}{c_E} - \frac{R_n M}{c_E c_M} = n_0 - \Delta n, \quad (II.51)$$

т. е. получили уравнение механической характеристики.

Если уравнения механической характеристики получены для номинальных условий работы двигателя в отношении его элек-

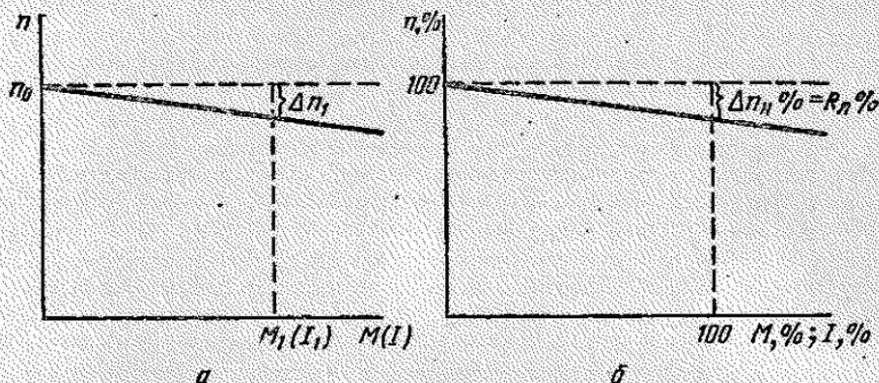


Рис. 17. Естественные механические характеристики двигателя независимого возбуждения

трических параметров, то имеем естественные механические характеристики (рис. 17).

Уравнения (II.42) и (II.43) показывают, что зависимости  $n = f(M)$  и  $n = f(I)$  выражаются прямой линией и скорость двигателя с увеличением нагрузки падает (см. рис. 17, а).

Уравнение механической характеристики в относительных единицах (см. рис. 17, б) получают делением уравнения (II.44) на  $n_0$ :

$$\frac{n}{n_0} = 1 - \frac{R_n}{c_E c_M n_0} M = 1 - \frac{R_n}{U_n c_M n} M \frac{I_n}{I_n} = 1 - \frac{R_n}{R_n} \cdot \frac{M}{M_n}. \quad (II.52)$$

Выражая сопротивление и момент в процентах, получим

$$\left( \frac{R_n}{R_n} \cdot \frac{M}{M_n} \right) 100 = 100 - n\% = \Delta n\%. \quad (II.53)$$

Для случая, когда  $M = M_n$ ,  $R_n\% = \Delta n_n\% = \beta\%$ .

Для двигателя независимого возбуждения при моменте двигателя, равном номинальному, и при номинальном потоке отно-

сительное падение скорости равно относительному значению сопротивления якоря. Двигатели независимого возбуждения характеризуются малой величиной  $R_{я}$ , и значение  $I_{я}R_{я}$  мало по сравнению с  $U_{я}$ . Величина  $\Delta n_n \% = \beta \%$  для таких двигателей составляет 2—8%, т. е. естественная механическая характеристика двигателя независимого возбуждения жесткая.

### 5. ИСКУССТВЕННЫЕ МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Анализ уравнения (II.43) механической характеристики показывает, что искусственные механические характеристики можно получить за счет изменения электрических величин  $U$ ,  $\Phi$  и  $R_{я}$ , т. е. за счет изменения  $n_0$  и  $\Delta n$ .

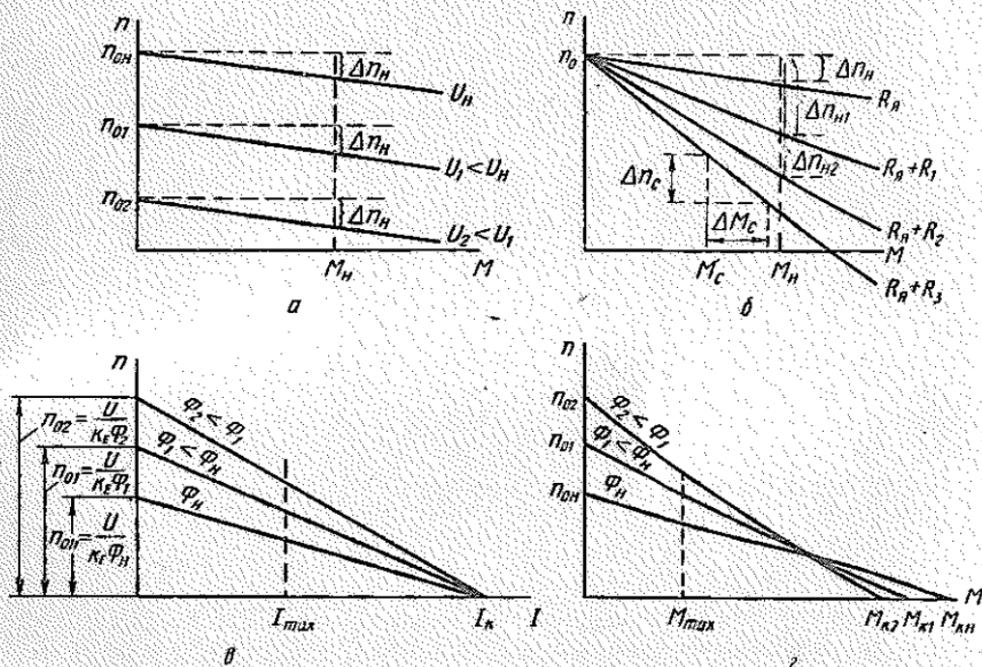


Рис. 18. Искусственные механические характеристики двигателя независимого возбуждения

Изменение напряжения  $U$ , питающего якорь двигателя, приводит к изменению скорости идеального холостого хода  $n_0$ . Крутизна характеристики при этом не изменяется. Поэтому искусственные механические характеристики при изменении  $U$  параллельны естественной характеристике (рис. 18, а).

Включение дополнительного сопротивления в якорную цепь двигателя приводит к увеличению крутизны характеристики ( $\Delta n = \frac{R_{я} + R}{c_{EM}} M$ ), а скорость идеального холостого хода при этом не изменяется (рис. 18, б). Принято говорить, что включение

в цепь якоря дополнительного сопротивления смягчает механическую характеристику.

Изменение величины магнитного потока (изменение тока возбуждения) приводит к изменению скорости идеального холостого хода ( $n_0 = U/k_E \Phi$ ) и перепаду скорости вращения при данном моменте двигателя ( $\Delta n = \frac{R_{\text{я}}}{k_E k_M \Phi^2} M$ ).

Изменение тока возбуждения (магнитного потока) легко осуществить, например, включением в цепь возбуждения двигателя добавочного сопротивления.

Для каждого значения магнитного потока зависимости  $n = f(I)$  и  $n = f(M)$  являются линейными. Построение таких характеристик производится по двум точкам, при  $n = 0$  и  $M = 0$  ( $I = 0$ ). При  $n = 0$  на основании уравнения (II.1)  $E = 0$  и из уравнений (II.5) и (II.45)  $I_{\text{к.з}} = U/R_{\text{я}}$ , а  $n_0 = U/k_E \Phi$ .

Характеристики  $n = f(I)$  имеют вид, представленный на рис. 18, в.

Характеристики  $n = f(M)$  (рис. 18, г) легко построить, определив значения моментов короткого замыкания для каждого из значений потоков, т. е.  $M_{\text{к.з}1} = k_M \Phi_1 I_{\text{к.з}}$ ;  $M_{\text{к.з}2} = k_M \Phi_2 I_{\text{к.з}}$ .

Как видно из рис. 18, г, кривые  $n = f(M)$ , построенные для различных значений потоков, пересекаются при значениях моментов двигателей, близких к значениям моментов короткого замыкания. Однако при работе с номинальным напряжением пересечение характеристик лежит далеко за пределами возможной работы двигателя, определяемого максимальным моментом. Поэтому рабочие участки характеристик  $n = f(I)$  и  $n = f(M)$  лежат слева от максимальных значений  $M_{\text{max}}$ ,  $I_{\text{max}}$  (см. рис. 18, в, г).

## 6. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРИ ТОРМОЗНЫХ РЕЖИМАХ

Рассмотренные характеристики  $n = f(M)$  относятся к случаю, когда двигатель преодолевал момент нагрузки и вращался в направлении момента, развиваемого двигателем, т. е. момент и скорость имели положительные значения. Однако при выполнении технологических операций часто требуется тормозной режим работы двигателя, когда момент, развиваемый двигателем, направлен против вращения якоря. Например, в электроприводе кранов при спуске тяжелых грузов момент от груза может преодолеть трение в механизме лебедки и опускание груза будет происходить с ускорением. Чтобы обеспечить опускание груза с постоянной скоростью, применяют торможение. В целях увеличения производительности механизмов и форсирования произво-

димых ими операций предусматривается быстрая остановка механизмов. Это достигается также торможением.

В зависимости от соотношения между направлениями момента двигателя и нагрузки и направлением вращения двигателя различают следующие режимы работы двигателя:

1. Двигательный. Двигатель преодолевает момент нагрузки и вращается в направлении момента, развиваемого двигателем. Характеристики расположены в I квадранте.

2. Динамическое торможение. Двигатель вращается по инерции или под действием потенциального момента электропривода и при наличии магнитного потока развивает тормозной момент. Характеристики расположены во II квадранте.

3. Генераторное торможение с отдачей энергии в сеть (рекуперативное торможение). Если скорость двигателя выше скорости идеального холостого хода  $n_0$ , то двигатель работает в генераторном режиме и развивает тормозной момент. Характеристики расположены во II квадранте.

4. Торможение противовключением. Двигатель включен для положительного направления вращения, а якорь под действием момента нагрузки или сил инерции вращается в противоположную сторону. Характеристики расположены в IV квадранте.

Рассмотрим механические характеристики при тормозных режимах работы двигателя.

### *Динамическое торможение*

При динамическом торможении якорь двигателя отключается от сети и замыкается на тормозное сопротивление  $R_T$ . Обмотка возбуждения остается включенной в сеть, создавая магнитный поток  $\Phi$  (рис. 19, а). Якорь двигателя под действием сил инерции (или под действием момента нагрузки) вращается в магнитном поле в направлении двигательного режима (скорость положительна). Проводники якоря пересекают при этом магнитные силовые линии и в них наводится электродвижущая сила  $E$ , направление которой определяется правилом правой руки. Ток в проводниках якоря  $I_T$  проходит под действием этой э. д. с. в том же направлении, т. е. двигатель работает в генераторном режиме. Применяя правило левой руки, получим, что на проводники якоря действуют силы  $F$ , которые создают тормозной момент  $M_T$ .

Уравнение электрического равновесия при динамическом торможении для установившегося режима работы

$$0 = E + I_T(R_a + R_T) = c_E n + I_T(R_a + R_T). \quad (II.54)$$

Тормозной ток  $I_T = -\frac{E}{R_a + R_T} = -\frac{c_E n}{R_a + R_T}$ , т. е. меняет свое направление, а следовательно, меняет направление и момент ( $-M_T = c_M (-I_T)$ ).

Уравнение механической характеристики динамического торможения

$$n = \frac{R_{я} + R_{т}}{c_E} (-I_{т}) = \frac{R_{я} + R_{т}}{c_E c_M} (-M_{т}). \quad (II.55)$$

Таким образом, механические характеристики  $n = f(M_{т})$  динамического торможения при данных значениях  $R_{т}$  представляются прямыми, проходящими через начало координат (рис. 19, б), и располагаются, как отмечалось, во II квадранте. Как видно

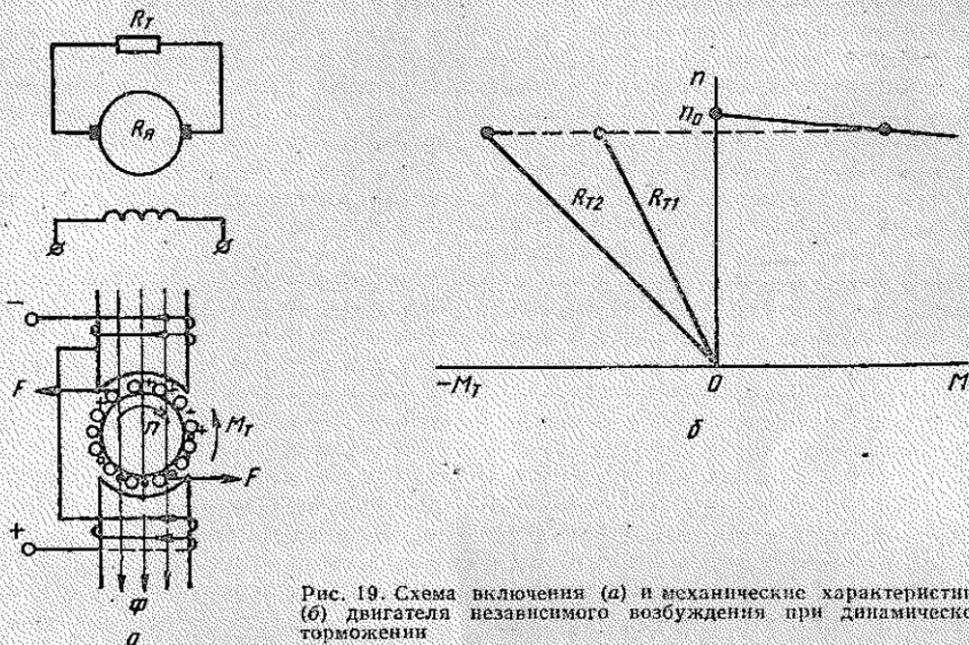


Рис. 19. Схема включения (а) и механические характеристики (б) двигателя независимого возбуждения при динамическом торможении

из характеристик, динамическое торможение эффективно только при высоких скоростях. При малых скоростях ( $n \approx 0$ ) тормозной момент практически отсутствует. Крутизна характеристик уменьшается с уменьшением  $R_{т}$ .

При динамическом торможении кинетическая энергия, запасенная в движущихся частях электропривода, превращается в тепло, выделяемое в тормозном сопротивлении и обмотке якоря при прохождении тормозного тока  $I_{т}$ .

### Генераторное торможение с отдачей энергии в сеть

Такой режим имеет место при скоростях вращения двигателя  $n$  больше скорости идеального холостого хода  $n_0$ . В этом случае электродвижущая сила ( $E = c_E n$ ) больше напряжения, питающего якорь ( $U = c_E n_0$ ), и ток якоря меняет свое направление:

$$I_{т} = \frac{U - E}{R_{я}} = -\frac{E - U}{R_{я}} = -\frac{c_E (n - n_0)}{R_{я}}. \quad (II.56)$$

Значит, и момент, развиваемый двигателем, имеет отрицательное значение:  $(-M_T) = c_M (-I_T)$ , т. е. имеем тормозной режим работы ( $M$  и  $I$  отрицательны при положительном  $n$ ). Двигатель при этом работает в генераторном режиме и отдает энергию в сеть, обеспечивая питание других потребителей.

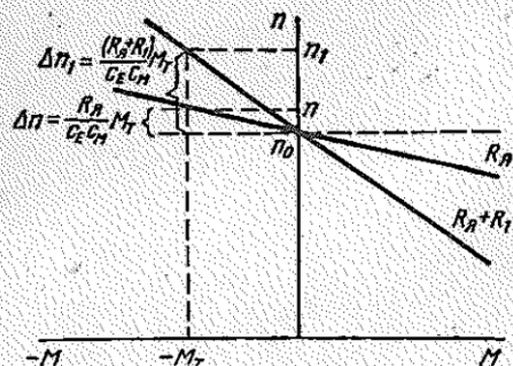


Рис. 20. Механические характеристики генераторного торможения с отдачей энергии в сеть

Уравнение механической характеристики для генераторного торможения с отдачей энергии в сеть при  $n > n_0$  в учетом знака момента имеет вид

$$n = \frac{U}{c_E} + \frac{R_я \cdot M_T}{c_E c_M} \quad (II.57)$$

При  $M_T = 0$  скорость двигателя  $n = n_0$ . Это значит, что механическая характеристика генераторного торможения является продолжением механической характеристики двигательного режима (рис. 20).

### Торможение противовключением

Такой режим хорошо иллюстрировать на примере подъема груза при включении в цепь якоря большой величины сопротивления  $R$  (рис. 21, а). Искусственная механическая характеристика  $I$  приведена на рис. 21, б. Как видно из характеристики, момент  $M_Q$  на валу двигателя от груза  $Q$  больше пускового момента двигателя  $M_n$ . Поэтому груз под действием веса начнет опускаться, т. е. якорь двигателя будет вращаться в противоположную сторону относительно положительного направления вращения включенного двигателя.

Уравнение электрического равновесия в этом случае

$$U = c_E (-n) + I_я (R_я + R), \quad (II.58)$$

а ток главной цепи

$$I_я = \frac{U + c_E n}{R_я + R}. \quad (II.59)$$

При этом направление тока сохраняет свой знак для двигательного режима. Значит, момент, развиваемый двигателем ( $M = c_M I_я$ ), положителен, но по отношению к отрицательной скорости якоря он будет тормозным моментом. Опускание груза будет происходить при установившемся режиме со скоростью  $-n_d$  (рис. 21, б).

Механическая характеристика для режима противовключения описывается тем же уравнением, что и для двигательного режима,

но для этого режима  $\frac{R_{я} + R}{cEEM} M > n_0$  и скорость вращения имеет отрицательное значение. Механическая характеристика расположена в IV квадранте. Мощность потерь в сопротивлениях якорной цепи, кВт  $P = I_{я}^2 (R_{я} + R) 10^{-3}$ .

Подставляя в это выражение значение  $I_{я}$  из уравнения (II.59), получим

$$P = \frac{(U + E) I_{я}}{R_{я} + R} (R_{я} + R) 10^{-3} = U I_{я} 10^{-3} + E I_{я} 10^{-3} \text{ кВт.} \quad (\text{II.60})$$

Таким образом, в режиме противовключения к двигателю подводится энергия со стороны сети ( $P_c = U I_{я} 10^{-3}$ ) и со стороны вала двигателя ( $P_n = E I_{я} 10^{-3}$ ) и вся эта энергия расходуется на нагрев сопротивлений якорной цепи.

Режим противовключения часто используют в механизмах для быстрого торможения или реверсирования. Этот режим обеспечивается при вращении якоря в магнитном потоке, создаваемом обмоткой возбуждения, изменением полярности питающего напряжения якорной цепи с одновременным введением добавочного сопротивления в якорную цепь. Тогда, если двигатель работал на естественной характеристике в точке В (см. рис. 21, б), он переходит на работу по характеристике 2. Э. д. с.

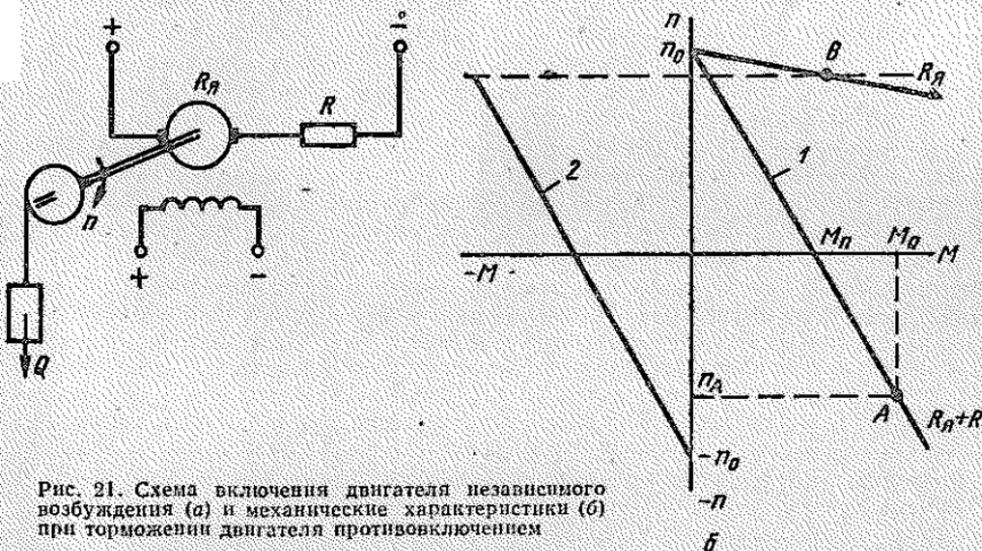


Рис. 21. Схема включения двигателя независимого возбуждения (а) и механические характеристики (б) при торможении двигателя противовключением

двигателя совпадает с направлением напряжения новой полярности. Направление тока (момента) при этом изменяется, а продолжающееся по инерции вращение имеет прежнее положительное направление. Так как момент двигателя направлен против вращения, то он является тормозным и его изменение с уменьшением скорости определяется характеристикой 2. Двигатель работает в генераторном режиме. Величина тока якоря до момента

остановки двигателя определяется суммой питающего напряжения и э. д. с. двигателя. При скорости, равной нулю, двигатель может быть отключен, если необходима его остановка. Как видно из характеристики, в отличие от динамического торможение противовключением обеспечивает интенсивное торможение и при малых значениях скорости вращения.

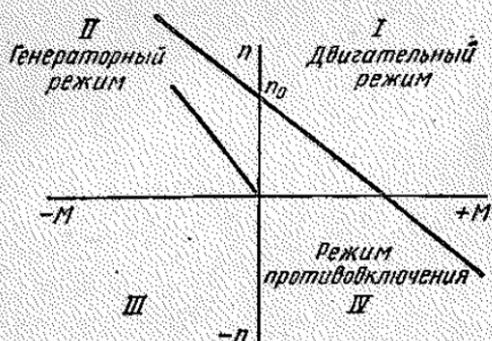


Рис. 22. Механические характеристики двигателя независимого возбуждения при различных режимах работы

На рис. 22 дано графическое изображение механических характеристик двигателя независимого возбуждения при различных режимах работы.

## 7. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

В двигателе последовательного возбуждения обмотка якоря соединяется последовательно с обмоткой возбуждения  $OB$  (рис. 23, а). Поэтому поток двигателя зависит от тока нагрузки. Зависимость между током и потоком двигателя дается в виде кривой намагничивания, имеющей вид, изображенный на рис. 23, б. Зависимость  $n = f(I)$ , полученная для двигателей постоянного тока (11.42), применительно к двигателю последовательного возбуждения имеет вид

$$n = \frac{U}{k_E \Phi} - \frac{R_{\text{я}} + R_{\text{в}}}{k_E \Phi} I. \quad (11.61)$$

Аналитическое выражение механической характеристики  $n = f(M)$  для двигателя последовательного возбуждения с учетом фактической нелинейной зависимости между током и потоком получить сложно.

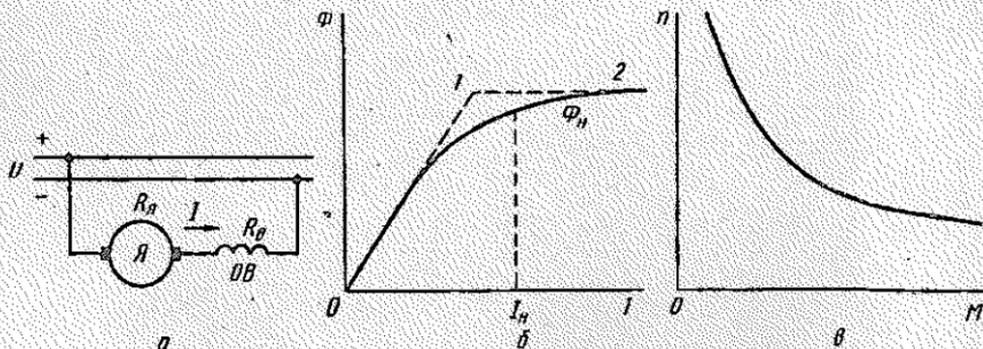


Рис. 23. Схема включения (а), кривая намагничивания (б) и механическая характеристика (в) двигателя последовательного возбуждения

В первом приближении, для общего исследования характеристик, можно рассматривать кривую намагничивания, состоящую из двух линейных участков, изображенных на рис. 23, б пунктирными линиями, т. е. участок 0—1, где двигатель не насыщен, и участок 1—2, где двигатель насыщен, и практически поток

двигателя неизменен и равен  $\Phi_n$ . Для участка, где двигатель ненасыщен (участок  $0-I$ ),

$$\Phi = k_{\Phi} I; \quad (11.62)$$

$$n = \frac{U}{k_E k_{\Phi} I} - \frac{R_{я} + R_{п}}{k_E k_{\Phi}}, \quad (11.63)$$

т. е. зависимость  $n = f(I)$  для ненасыщенного двигателя последовательного возбуждения представляет приблизительно гиперболу. Так как момент двигателя

$M = k_M \Phi I = k_M k_{\Phi} I^2$ , то  $I = \sqrt{\frac{M}{k_E k_{\Phi}}}$  и уравнение механической характеристики для ненасыщенного двигателя имеет вид

$$n = \frac{U}{k_E k_{\Phi} \sqrt{\frac{M}{k_E k_{\Phi}}}} - \frac{R_{я} + R_{п}}{k_E k_{\Phi}}, \quad (11.64)$$

Уравнение показывает, что для ненасыщенного участка, т. е. в области малых токов, механическая характеристика имеет большую крутизну и асимптотически приближается к оси ординат. По мере роста нагрузки крутизна уменьшается и при насыщении магнитной системы можно считать, что двигатель работает с неизменным потоком и этот участок характеристики имеет малую крутизну, аналогичную характеристике двигателя с независимым возбуждением.

На рис. 23, а приведена естественная механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения. Так как крутизна в начальной части характеристики  $\beta > 10\%$ , то естественная характеристика двигателя последовательного возбуждения является мягкой.

Обычно механические характеристики двигателей последовательного возбуждения строят на основании каталожных данных, где приводятся графические зависимости  $M = f(I)$  и  $n = f(I)$ , по которым легко построить характеристику  $n = f(M)$ .

С уменьшением нагрузки скорость вращения двигателя увеличивается и при малых значениях момента двигатель идет «вразнос», что может привести к аварии (при  $M = 0$  теоретически  $n = \infty$ ). Поэтому двигатель последовательного возбуждения вхолостую пускать нельзя. Физически это объясняется тем, что при работе э. д. с. двигателя мало отличается от напряжения на щетках. С уменьшением тока якоря уменьшается магнитный поток и увеличение э. д. с. практически до величины напряжения сети возможно только за счет увеличения скорости двигателя.

Так как двигатели последовательного возбуждения при нормальной схеме соединения не имеют скорости идеального холостого хода, то они не могут работать в генераторном режиме. Для двигателя последовательного возбуждения возможны два тормозных режима: торможение противовключением и динамическое торможение.

## 8. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЯ СМЕШАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Двигатель смешанного возбуждения имеет на главных полюсах две обмотки возбуждения (рис. 24, а). Одна из них ( $OB1$ ) включена последовательно в якорную цепь двигателя, а вторая ( $OB2$ ) — параллельно якорю, т. е. получает питание от сети. По своим свойствам двигатель смешанного возбуждения занимает промежуточное положение между двигателями независимого и последовательного возбуждения.

В отличие от двигателя последовательного возбуждения благодаря обмотке параллельного возбуждения двигатель смешанного возбуждения имеет конечную скорость идеального холостого хода, определяемую потоком обмотки  $OB2$ . Наиболее распространены двигатели, у которых магнитный поток, создаваемый

обмоткой *OB2*, составляет около 50% от потока двигателя при номинальном режиме, что обеспечивает при холостом ходе скорости вращения двигателя порядка 150—160% от номинальной, т. е. механическая характеристика двигателя смешанного возбуждения мягкая. Как и у двигателя последовательного возбуждения, аналитическое выражение механической характеристики двигателя смешанного возбуждения получить сложно. Очевидно, что при изменении нагрузки падение скорости двигателя смешанного возбуждения (кривая 2, рис. 24, б) будет большим, чем у двигателя независимого возбуждения (кривая 3), но меньше, чем у двигателя последовательного возбуждения (кривая 1), т. е. механическая характеристика занимает среднее положение (рис. 24, б). Для двигателя смешанного возбуждения возможны три тормозных режима: генераторный с отдачей энергии в сеть, динамическое торможение и противовключение. При генераторном режиме, вследствие изменения направления тока, магнитный поток последователь-

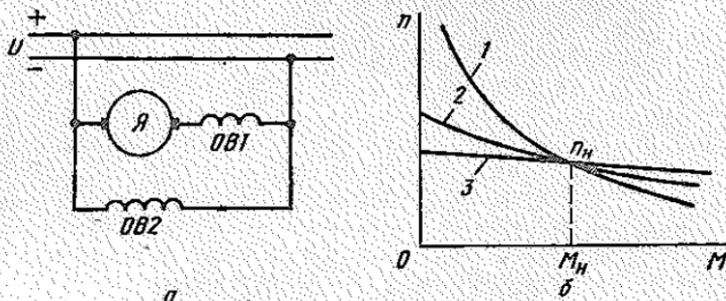


Рис. 24. Схема включения двигателя смешанного возбуждения (а) и механические характеристики двигателей постоянного тока (б)

ной обмотки направлен навстречу магнитному потоку параллельной обмотки и тормозной момент сначала растет, а потом уменьшается. Чтобы избежать размгничивающего действия в тормозном режиме (генераторном и динамического торможения), обычно обмотку последовательного возбуждения шунтируют.

## 9. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Асинхронные двигатели широко распространены в промышленности, что объясняется простотой их конструкции и надежностью в эксплуатации. Трехфазная обмотка статора (рис. 25, а) двигателя получает питание от трехфазной сети переменного тока напряжением  $U_1$ , частотой  $f_1$  и создает вращающийся магнитный поток  $\Phi$ . Последний, пересекая проводники ротора, наводит в них электродвижущую силу  $E_2$  и, если цепь ротора замкнута, то по проводникам будет протекать ток ротора  $I_2$ , который, взаимодействуя с магнитным потоком  $\Phi$ , создает на роторе вращающий момент, увлекающий ротор в направлении вращения магнитного потока. Магнитный поток вращается с синхронным числом оборотов

$$n_0 = 60f_1/p \quad (II.65)$$

или с синхронной скоростью двигателя

$$\omega_0 = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi f_1}{p}, \quad (II.66)$$

где  $f_1$  — частота питающего тока;

$p$  — число пар полюсов обмотки статора.

При работе двигателя скорость вращения ротора  $n$  ( $\omega$ ) меньше скорости вращения магнитного потока и определяется скольжением  $s$  двигателя:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (\text{II.67})$$

Аналитическое исследование режимов работы асинхронного двигателя проводится по эквивалентной схеме замещения, в которой система двух электромагнитно связанных обмоток заме-

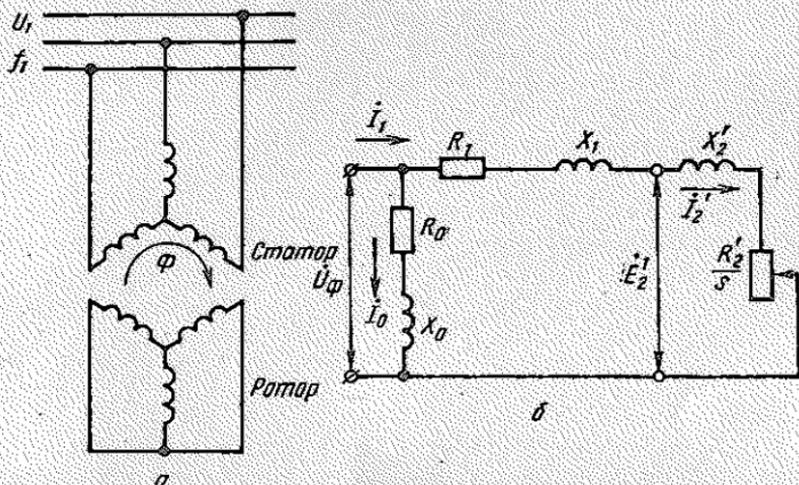


Рис. 25. Схема включения (а) и упрощенная схема замещения (б) асинхронного двигателя

няется эквивалентной электрической схемой, описываемой основными уравнениями асинхронного двигателя. Такая схема замещения заменяет более сложные электромагнитные связи реального двигателя относительно более простыми цепями, связанными только электрически. Так как работа всех трех фаз симметрична, то достаточно представлять схему замещения для одной фазы двигателя.

Вращение ротора со скоростью  $n$  в магнитном поле, вращающемся со скоростью  $n_0$ , эквивалентно неподвижному ротору, вокруг которого вращается магнитный поток со скоростью  $n_2 = n_0 - n$ .

Тогда частота  $f_2$  электродвижущей силы, наводимой в обмотке ротора,

$$f_2 = \frac{pn_2}{60} = \frac{p(n_0 - n)}{60} \cdot \frac{n_0}{n_0} = sf_1. \quad (\text{II.68})$$

Э. д. с., наводимая вращающимся магнитным потоком в каждой фазе обмотки ротора:

$$E_{2s} = 4,44k_{06}\omega_2 f_2 \Phi = 4,44k_{06} s f_1 \omega_2 \Phi = s E_2, \quad (\text{II.69})$$

где  $E_2$  — э. д. с., наводимая вращающимся магнитным потоком в каждой фазе неподвижного ротора;

$\omega_2$  — число последовательно соединенных витков обмотки ротора;

$k_{об}$  — обмоточный коэффициент.

Под действием э. д. с.  $E_{2s}$  каждой фазы в замкнутом контуре роторной обмотки проходит ток  $I_2$ , который создает свой вращающийся магнитный поток вокруг ротора с числом оборотов в минуту

$$n_2 = \frac{60f_2}{p} = s \frac{60f_1}{p} = sn_0. \quad (II.70)$$

Учитывая, что скорость вращения ротора в пространстве  $n = n_0(1 - s)$ , получим, что магнитный поток, создаваемый обмоткой ротора, вращается в пространстве со скоростью

$$n_2 + n = sn_0 + n_0(1 - s) = n_0, \quad (II.71)$$

т. е. со скоростью вращения магнитного потока, создаваемого обмоткой статора.

Это положение, при котором магнитные потоки статора и ротора должны быть неподвижны относительно друг друга, является основным условием работы двигателей переменного тока.

Уравнение электрического равновесия для фазы вращающегося ротора, выраженное через комплексные величины, имеет вид:

$$\dot{E}_{2s} = \dot{I}_2 R_{я} + j \dot{I}_2 X_{2s}, \quad (II.72)$$

где  $\dot{E}_{2s}$  и  $\dot{I}_2$  — соответственно комплексные выражения э. д. с. и тока фазы ротора;

$X_{2s}$  — индуктивное сопротивление ротора при его вращении.

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi s f_1 L_2 = s X_2, \quad (II.73)$$

где  $X_2$  — индуктивное сопротивление неподвижного ротора;  
 $L_2$  — индуктивность ротора, определяемая потоком рассеяния (так как потоки рассеяния проходят в основном по воздуху, то  $L_2 = \text{const}$ ).

Уравнение электрического равновесия для фазы вращающегося ротора, выраженное через электрические комплексные величины неподвижного ротора:

$$s \dot{E}_2 = \dot{I}_2 R_2 + j \dot{I}_2 s X_2, \quad (II.74)$$

откуда

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \frac{R_2}{s} + j \dot{I}_2 X_2. \quad (II.75)$$

При построении схемы замещения обычно пересчитывают обмотку ротора на эквивалентную ей, приведенную к статорной, подключение которой к статорной обмотке оказывает на нее такое же действие, какое существует в условиях работы реального ротора.

На рис. 25, б приведена упрощенная схема замещения асинхронного двигателя, которая позволяет получить уравнение механической характеристики. На схеме приняты следующие обозначения

$R_1$  и  $X_1$  — активное и индуктивное сопротивления фазы статора, Ом;

$R'_2$  и  $X'_2$  — активное и индуктивное сопротивления фазы ротора, приведенные к обмотке статора, Ом;

$U_\phi = \frac{U_1}{\sqrt{3}}$  — фазное напряжение, В;

$E'_2$  — э. д. с. (фазная), наводимая в обмотке неподвижного ротора и приведенная к обмотке статора, В;

$I_2$  — ток ротора (фазный), приведенный к обмотке статора, А.

С достаточной точностью для инженерных расчетов можно пренебречь током холостого хода (потерями в статоре), т. е. считать, что приведенный ток ротора  $I_2$  и ток статора  $I_1$  равны.

В соответствии со схемой (рис. 25, б):

$$I_2 = I_1 = \frac{U_\phi}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X'_2)^2}}; \quad (II.76)$$

$$\cos \varphi = \frac{R_1 + \frac{R'_2}{s}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X'_2)^2}}. \quad (II.77)$$

Мощность, забираемая двигателем из сети,

$$P_1 = 3U_\phi I_1 \cos \varphi 10^{-3} \text{ кВт}. \quad (II.78)$$

Вся эта активная мощность передается ротору, т. е. равна электромагнитной мощности ( $P_1 = P_a$ ), которую можно выразить через электромагнитный момент  $M_a$  и синхронную скорость вращения:

$$P_a = M_a \omega_0 10^{-3} = \frac{M_a n_0}{9550} \text{ кВт}. \quad (II.79)$$

Электромагнитный момент  $M_a$  асинхронного двигателя создается в результате взаимодействия вращающегося в зазоре машины магнитного потока  $\Phi$  (который будем считать постоянным) и активной составляющей тока в обмотке ротора  $I_2 \cos \varphi_2$ . Совместное решение уравнений (II.78) и (II.79) дает

$$M_a = \frac{3U_\phi}{\omega_0} I_1 \cos \varphi. \quad (II.80)$$

Асинхронные двигатели работают с  $\cos \varphi \approx 0,7 \div 0,9$ , забирая из сети реактивную мощность.

Мощность потерь  $p_s$  в цепи ротора равна разности между электромагнитной мощностью  $P_a = M_a \omega_0 10^{-3}$  кВт, передаваемой со

статора на ротор, и мощностью, отдаваемой валом двигателя ротора  $P = M_a \omega 10^{-3}$  кВт, т. е.

$$P_s = P_a - P = M_a (\omega_0 - \omega) 10^{-3} = s M_a \omega_0 10^{-3} = s P_a \text{ кВт.} \quad (\text{II.81})$$

Таким образом, величина тепловых потерь в обмотке ротора пропорциональна скольжению.

### 10. ЕСТЕСТВЕННАЯ МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Аналитическую зависимость механической характеристики асинхронного двигателя  $M = f(s)$  получим, если в уравнение (II.80) подставим значения  $I$  (II.76) и  $\cos \varphi$  (II.77):

$$M_a = \frac{3U_{\Phi}^2}{\omega_0 \left( R_1 + \frac{R_2'}{s} \right) \left[ 1 + \frac{(X_1 + X_2')^2}{\left( R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2} \right]}. \quad (\text{II.82})$$

Пользоваться таким уравнением сложно. Для упрощения уравнения механической характеристики активным сопротивлением фазы статора  $R_1$  относительно величины индуктивного сопротивления  $X_1 + X_2'$  можно пренебречь ( $R_1 \approx 0$ ). Тогда значение критического скольжения  $s_k$ , при котором двигатель имеет максимальный (критический) момент  $M_k$ , находят, приравняв по общему правилу производную  $dM_a/ds$  нулю ( $dM_a/ds = 0$ ):

$$s_k = \pm \frac{R_2'}{X_1 + X_2'}. \quad (\text{II.83})$$

Подставляя это значение в уравнение (II.82), находим

$$M_k = \pm \frac{3U_{\Phi}^2}{2\omega_0 (X_1 + X_2')}. \quad (\text{II.84})$$

Знак «+» в этих уравнениях относится к двигательному режиму, а знак «-» к генераторному.

Учитывая в исходном уравнении (II.82) принятое допущение  $R_1 = 0$  и что  $\frac{3U_{\Phi}^2}{\omega_0} = 2M_k (X_1 + X_2')$ , получим приближенное аналитическое выражение механической характеристики асинхронного двигателя, удобное для расчетов:

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}. \quad (\text{II.85})$$

Построенная по этой формуле механическая характеристика асинхронного двигателя представлена на рис. 26.

На характеристике (см. рис. 26, а) область двигательного режима соответствует изменению скольжения от  $s = 0$  до  $s = 1$ ,

область режима противовключения от  $s = 1$  до  $s = +\infty$  и область генераторного режима с отдачей энергии в сеть — от  $s = 0$  до  $s = -\infty$ . При этом участок характеристики от  $s = 0$  до  $s = s_{к}$  называют устойчивым, так как при увеличении нагрузки скорость двигателя падает и в соответствии с характеристикой момент двигателя растет, обеспечивая новое значение установившегося режима работы. Участок характеристики от  $s = s_{к}$  до  $s = +\infty$  называют неустойчивым, так как при увеличении нагрузки уменьшается скорость двигателя и в соответствии с характеристикой

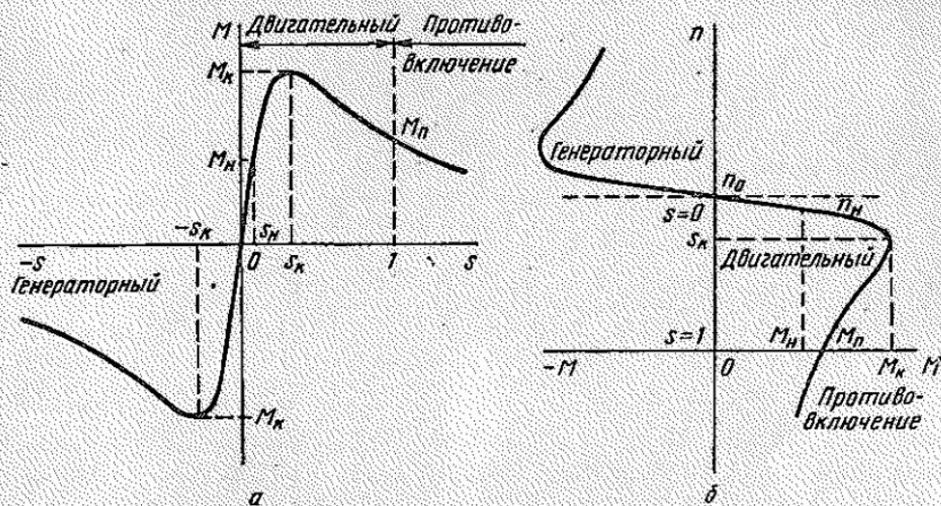


Рис. 26. Механическая характеристика асинхронного двигателя:  
 а —  $M = f(s)$ ; б —  $n = f(M)$

момента двигателя уменьшается, что приводит к остановке двигателя.

На механической характеристике асинхронного двигателя можно выделить следующие характерные точки:

1) синхронная скорость вращения  $n_0$  ( $M = 0$ ,  $s = 0$ ).

Определяет скоростную границу между двигательным и генераторным режимами;

2) номинальная скорость вращения  $n_n$  ( $M = M_n$ ,  $s = s_n$ ). Номинальное скольжение  $s_n$  характеризует крутизну механической характеристики на устойчивой части характеристики;

3) максимальный (критический) момент ( $s = s_k$ ,  $M = M_k$ ). Определяет предельную величину момента, развиваемого двигателем. Максимальный момент двигателя характеризуют коэффициентом  $\lambda = M_k/M_n$ , называемым перегрузочной способностью двигателя.

4) начальный пусковой момент  $M_n$  ( $s = 1$ ,  $M = M_n$ ). Определяет предельное значение нагрузочного момента, при котором разгон короткозамкнутого двигателя невозможен (при пуске нагрузочный момент должен быть меньше  $M_n$ ). Пусковой момент

двигателя характеризуют отношением  $M_n/M_{n_0}$ , называемым кратностью пускового момента.

Естественную механическую характеристику можно построить по каталожным данным, где приведены  $P_n$  и  $n_n$  (позволяющие определить  $s_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0}$  и  $M_n = \frac{9550 P_n}{n_n}$ ),  $\lambda = M_k/M_n$  и  $M_n/M_{n_0}$ . Если в уравнение механической характеристики подставить вместо текущих значений  $M$  и  $s$  их номинальные значения, легко найти значение критического скольжения:

$$s_k = \lambda s_n \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\lambda^2}} \right). \quad (II.86)$$

Отметим также, что при работе на устойчивой части естественной механической характеристики, когда  $s$  незначительно, членом  $s/s_k$  относительно  $s_k/s$  обычно пренебрегают, и уравнение механической характеристики принимает вид

$$M = \frac{2M_k}{s_k} s. \quad (II.87)$$

## 11. ИСКУССТВЕННЫЕ МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Получение искусственных характеристик в асинхронном двигателе возможно за счет введения добавочного сопротивления в цепь ротора (у двигателей с контактными кольцами), изменения

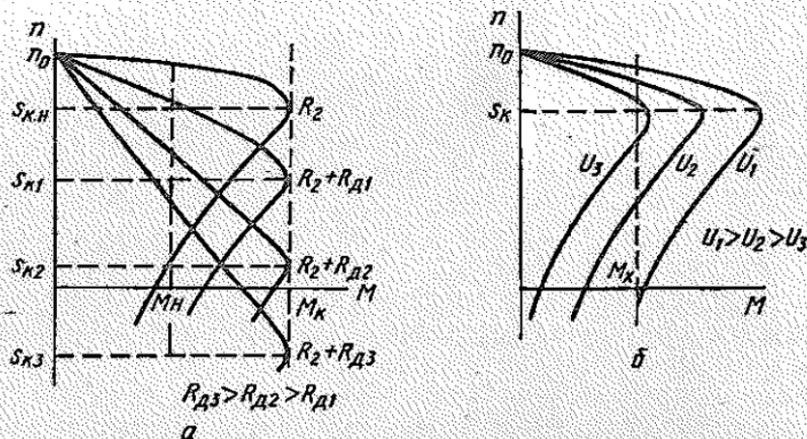


Рис. 27. Искусственные механические характеристики асинхронного двигателя, полученные:

а — введением дополнительного сопротивления в цепь ротора; б — изменением напряжения, питающего статор

величины и частоты напряжения, питающего статор. Включение добавочного сопротивления  $R_d$  в каждую фазу ротора в соответствии с уравнениями (II.83), (II.84) и (II.65) приводит к увеличению критического скольжения  $s_{k1} = \frac{(R_2 + R_d)'}{X_1 + X_2'}$ , а величину максимального момента  $M_k$  и синхронную скорость не изменяет (рис. 27, а).

Изменение величины напряжения  $U_{\phi}$ , как видно из тех же формул, приводит к изменению максимального момента  $M_{\text{н1}} = \frac{3U_{\phi 1}^2}{2\omega_0(X_1 + X_2)}$ , а величину критического скольжения и синхронную скорость не изменяет (рис. 27, б). При этом, как следует из уравнения механической характеристики (II.82), при изменении напряжения сети для двух значений напряжений знаменатель уравнения не изменяется и новая характеристика может быть получена из естественной, если абсциссы последней пересчитать в отношении квадратов напряжений:

$$\frac{M_{\text{н1}}}{M_{\text{н}}} = \frac{U_{\phi 1}^2}{U_{\phi \text{ н}}^2} \quad (II.88)$$

Такой расчет справедлив только для небольших изменений напряжения, так как при выводе уравнения не учитывалось изменение силы тока холостого хода. При напряжениях, больших номинального, резко возрастает сила тока холостого хода, увеличивается насыщение и растет нагрев стали, почему практически повышение напряжения не применяют.

Большое снижение напряжения приводит к резкому уменьшению максимального момента, так как последний пропорционален квадрату напряжения. Изменение частоты питающего напряжения, как видно из тех же формул, приводит к изменению синхронной скорости вращения, максимального момента и критического скольжения. Механические характеристики для этого случая рассмотрены в гл. III.

## 12. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ТОРМОЗНЫХ РЕЖИМАХ

Асинхронный двигатель, как и двигатель постоянного тока, может работать в трех тормозных режимах: с отдачей энергии в сеть (генераторный режим), противовключения и динамического торможения.

Генераторный тормозной режим с отдачей энергии в сеть обеспечивается при скорости ротора выше синхронной скорости вращения ( $n > n_0$ ). При этом скольжение ротора отрицательное и в соответствии с уравнением механической характеристики (II.85) момент, развиваемый двигателем, также отрицательный. Механические характеристики генераторного режима в координатах  $n = f(M)$  расположены во II<sub>к</sub> квадранте (см. рис. 26, б).

Режим противовключения, как и у двигателя постоянного тока, можно получить при работе на устойчивой части характеристики, если включить в цепь ротора большой величины сопротивление и обеспечить момент нагрузки больше пускового момента (рис. 28, а). Наиболее широко режим противовключения применяют для быстрой остановки электропривода. Если, например,

двигатель работает на естественной характеристике (точка  $A$ ), то переключение на ходу двух фаз обмотки статора приводит к реверсированию потока двигателя. Включение добавочного сопротивления в цепь ротора обеспечивает работу на искусственной характеристике, и в момент переключения двигатель начинает работу на этой характеристике в точке  $B$ . Под влиянием тормозного момента двигатель останавливается и при скорости  $n = 0$  (точка  $B$ ) его необходимо отключить от сети. Как видно, в режиме противовключения в этом случае может быть использована для работы неустойчивая часть характеристики, но процесс торможения будет проходить при больших значениях силы тока.

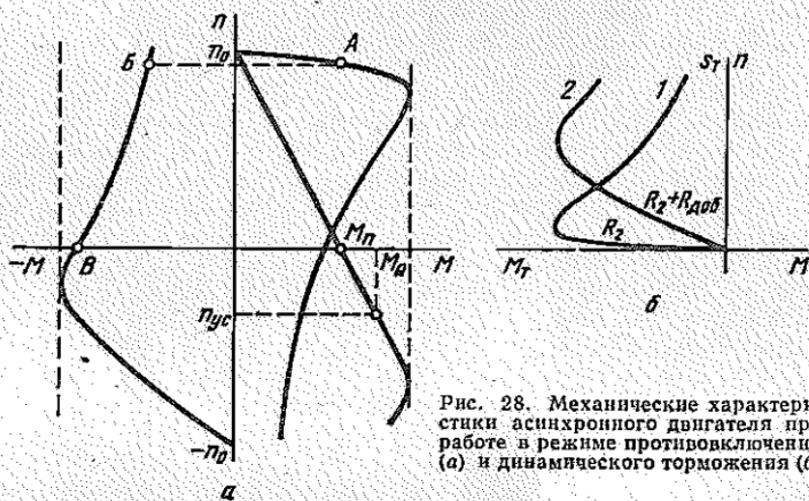


Рис. 28. Механические характеристики асинхронного двигателя при работе в режиме противовключения (а) и динамического торможения (б)

Динамическое торможение асинхронных двигателей осуществляют отключением обмотки статора от сети переменного тока и подключением двух фаз статорной обмотки к сети постоянного тока, которые создают неподвижный в пространстве магнитный поток. Так как ротор вращается (под действием нагрузки или по инерции) в этом магнитном потоке, то в обмотках ротора протекает переменный ток (двигатель работает в режиме синхронного генератора), который создает свой магнитный поток. В соответствии с основным условием работы машин переменного тока этот магнитный поток должен быть неподвижным относительно магнитного потока статора. В результате воздействия тока ротора с суммарным магнитным потоком возникает тормозной момент, величина которого является функцией скорости вращения при данных значениях магнитного потока статорной обмотки и сопротивления цепи ротора.

При неподвижном магнитном потоке статора скольжение ротора будет тем больше, чем выше скорость ротора:

$$s_T = \omega / \omega_0 \tag{II.89}$$

Так как двигатель работает в режиме синхронного генератора, то механическая характеристика имеет вид

$$M_T = \frac{2M_{к.т}}{\frac{s_T}{s_{к.т}} + \frac{s_{к.т}}{s_T}}, \quad (II.90)$$

где  $M_T$  — тормозной момент, развиваемый двигателем;  
 $M_{к.т}$  — максимальный (критический) момент тормозного режима;  
 $s_{к.т}$  — критическое скольжение тормозного режима.

Структура формул для определения  $M_{к.т}$  и  $s_{к.т}$  такая же, как и для определения  $M_k$  и  $s_k$  двигательного режима, только вместо индуктивного сопротивления  $X_1$  фазы статора от потоков рассеяния в формулы режима динамического торможения входит индуктивное сопротивление  $X_\mu$  фазы статора от главного потока, создаваемого обмоткой статора, т. е.  $X_\mu \gg X_1$  и  $s_{к.т} \ll s_k$  [12].

Механические характеристики динамического торможения представлены для двух значений сопротивления роторной цепи на рис. 28, б.

Малое значение критического скольжения  $s_{к.т}$  при динамическом торможении приводит к тому, что максимальный тормозной момент двигатель развивает при очень малой скорости, поэтому характеристика без добавочного сопротивления в цепи ротора (кривая 1) не обеспечивает быстрого торможения. Включение в цепь ротора дополнительного сопротивления приводит к более быстрому торможению (кривая 2).

### 13. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ КАК ОБЪЕКТ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Как и для двигателя независимого возбуждения, выходной величиной будем считать скорость вращения двигателя. Структурная схема двигателя также может быть получена на основании совместного решения уравнений электрического и механического равновесия роторной цепи. Однако асинхронный двигатель представляет сложную систему магнитосвязанных обмоток, описываемых нелинейными дифференциальными уравнениями. Поэтому при исследовании переходных процессов с учетом того, что электромагнитные процессы в асинхронном двигателе протекают намного быстрее, чем механические процессы нагрузки двигателя, электромагнитными процессами в первом приближении обычно пренебрегают. В этом случае структурная схема двигателя может быть получена на основании уравнения движения электропривода и уравнения механической характеристики двигателя, т. е. при подключении асинхронного двигателя к питающей сети в его обмотках мгновенно возникают токи, определяющие также мгновенное появление электромагнитного момента двигателя.

Ниже будет показано, что в регулируемых электроприводах с асинхронным двигателем применяют регулирование скорости вращения изменением частоты напряжения, питающего двигатель.

Линеаризацию уравнений, описывающих переходный процесс, обычно проводят при малых отклонениях от установившегося значения.

При работе привода на устойчивой части уравнение механической характеристики выражается формулой (II.87).

Учитывая, что при управлении асинхронным двигателем путем изменения частоты входной величиной является приращение частоты питающей сети, выраженной через соответствующее изменение

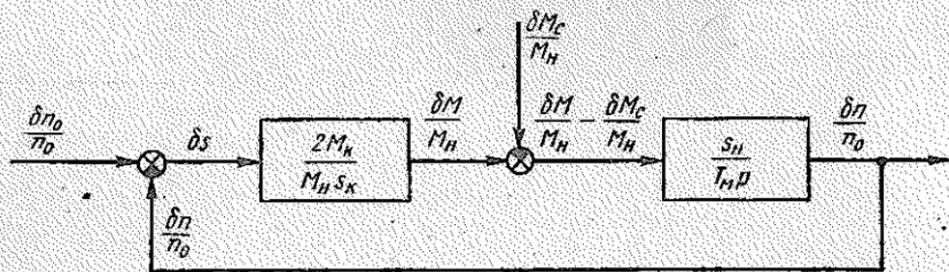


Рис. 29. Структурная схема асинхронного двигателя

ние скорости вращения  $\delta n_0$ , а выходной — отклонение скорости вращения двигателя  $\delta n$ , получаем следующую систему уравнений в относительных единицах:

$$\frac{\delta \Delta n}{n_0} = \delta s = \frac{\delta n_0}{n_0} - \frac{\delta n}{n_0}; \quad (\text{II.91})$$

$$\frac{\delta M}{M_H} = \frac{2M_k}{M_H s_k} \delta s, \quad (\text{II.92})$$

$$\frac{\delta n}{n_0} = \left( \frac{\delta M}{M_H} - \frac{\delta M_c}{M_H} \right) \frac{s_H}{T_H p}, \quad (\text{II.93})$$

где  $T_H = \frac{GD^2 s_H n_0}{38,2 M_H}$  — электромеханическая постоянная времени, с;

$n_0 = \frac{60f}{p}$  — синхронная скорость вращения двигателя при установившемся движении, об/мин;

$s_H = \frac{n_0 - n_H}{n_0}$  — номинальное скольжение, соответствующее номинальному моменту  $M_H$ .

Рассматривая уравнения (II.91)—(II.93) как уравнения звеньев, выходная величина которых находится в левой части, а входная величина в правой части уравнения, получаем структурную схему двигателя, представленную на рис. 29. Таким образом, асинхронный двигатель как объект регулирования в первом приближении представляет замкнутую систему с единичной обратной связью, имеющую одно управляющее воздействие ( $\delta n_0$ ) и одно возмущающее ( $\delta M_c$ ).

#### 14. РАБОТА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

В статоре синхронного двигателя (рис. 30, а), как и в асинхронном двигателе, создается вращающийся магнитный поток. Роторная обмотка (обмотка возбуждения) получает питание от источника постоянного тока и создает неподвижный относительно ротора поток возбуждения  $\Phi_0$ . Так как для работающих машин переменного тока магнитные потоки ротора и статора должны быть неподвижны

относительно друг друга, то скорость вращения ротора в установившемся режиме всегда равна скорости вращения магнитного потока статора, т. е. синхронной скорости вращения  $n_0$ .

Вращаясь вместе с ротором, поток  $\Phi_0$  наводит в обмотке статора э. д. с.  $E_0$ . При идеальном холостом ходе, когда сила

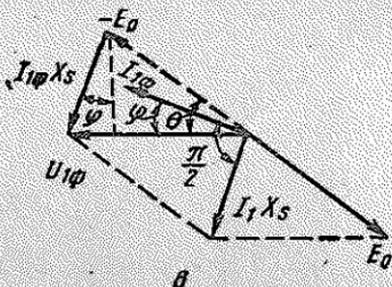
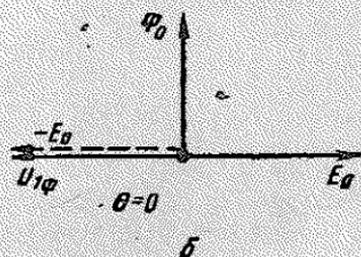
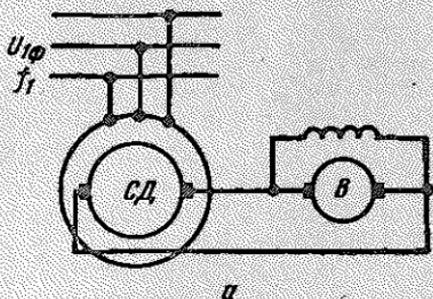


Рис. 30. Схема включения (а) и упрощенные векторные диаграммы ненагруженного (б) и нагруженного (в) синхронного двигателя ( $I_1X_s$  читать:  $I_{1\phi}X_s$ )

тока статора равна нулю, э. д. с.  $E_0$  должна точно уравновешивать напряжение сети  $U_{1\phi}$ , т. е. быть равной и противоположной по фазе напряжению сети  $U_{1\phi}$ , а оси магнитных потоков статора и ротора должны совпадать. Векторная диаграмма для данного случая представлена на рис. 30, б.

При нагрузке ротор затормаживается и ось магнитного потока ротора отстает на некоторый угол  $\theta$  от оси магнитного потока статора, но ротор продолжает синхронно вращаться с полем статора. В результате возникает сдвиг фаз между  $E_0$  и  $U_{1\phi}$  и по обмоткам статора протекает ток  $I_{1\phi}$ . Намагничивающая сила тока  $I_{1\phi}$  и намагничивающая сила тока возбуждения создают суммарный магнитный поток  $\Phi$ , вращающийся с синхронной скоростью.

Поток  $\Phi$  наводит в обмотке статора э. д. с.  $E_{1\phi}$ , а ток  $I_{1\phi}$  создается геометрической разностью векторов напряжения  $U_{1\phi}$  и э. д. с.  $\bar{E}_{1\phi}$ , т. е.

$$\bar{I}_{1\phi} = \frac{\bar{U}_{1\phi} - \bar{E}_{1\phi}}{X_L}, \quad (II.94)$$

где  $X_L$  — индуктивное сопротивление обмотки статора от потока рассеяния.

Таким образом, благодаря магнитному взаимодействию между статором и ротором, ротор вращается синхронно с полем статора. Для двигательного режима ведущим является поток статора, а ведомым поток ротора. Если ведущим является ротор синхронного двигателя, а ведомым поток статора (т. е. поток ротора опережает поток статора на угол  $\theta$ ), то синхронная машина работает в генераторном режиме.

Для практических расчетов удобно пользоваться упрощенной векторной диаграммой, при построении которой принимают, что ток в статоре создается геометрической разностью векторов напряжения  $\bar{U}_{1\phi}$  и э. д. с.  $\bar{E}_0$ , создаваемой потоком возбуждения  $\Phi_0$ . При этом ток статора определяется так называемым синхронным реактансом  $X_s$ , который учитывает индуктивное сопротивление как от главного потока реакции якоря, так и от потоков рассеяния, т. е.

$$\bar{I}_{1\phi} = \frac{\bar{U}_{1\phi} - \bar{E}_0}{X_s}. \quad (\text{II.95})$$

При построении векторной диаграммы следует помнить, что э. д. с.  $E_0$ , создаваемая в двигателе, носит характер противодействующей э. д. с. Тогда угол  $\theta$  будет соответствовать углу между векторами  $\bar{U}_{1\phi}$  и  $-\bar{E}_0$ . В зависимости от режима работы вектор  $-\bar{E}_0$  отстает от вектора  $\bar{U}_{1\phi}$  и угол  $\theta$  положителен (двигательный режим) или опережает вектор  $\bar{U}_{1\phi}$  и угол  $\theta$  отрицателен (генераторный режим).

На рис. 30, в приведена упрощенная векторная диаграмма синхронного двигателя для двигательного режима, когда ток отстает от напряжения  $U_{1\phi}$  на угол  $\phi$  (вектор  $\bar{I}_{1\phi}$  перпендикулярен вектору  $\bar{I}_{1\phi} X_s$ , и отстает от него на  $90^\circ$ ).

### 15. МЕХАНИЧЕСКАЯ И УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Как было показано, в синхронном двигателе скорость вращения ротора равна синхронной скорости вращения статора и не зависит от нагрузки, т. е. механическая характеристика синхронного двигателя представляет прямую, параллельную оси абсцисс (абсолютно жесткая механическая характеристика, рис. 31, а). Однако такую характеристику двигатель имеет при нагрузке от нуля до определенного максимального значения  $M_{\max}$ . При увеличении нагрузки больше  $M_{\max}$  двигатель выходит из синхронизма. Для современных синхронных двигателей максимальный момент равен 250—350% от  $M_n$ . Для решения вопроса об устойчивой работе двигателя существенное значение имеет угловая характеристика, которая устанавливает зависимость момента двигателя от угла  $\theta$  [ $M = f(\theta)$ ]. Аналитическое выражение угловой характеристики

легко получить на основании упрощенной векторной диаграммы синхронного двигателя (см. рис. 30, в). Так как при построении упрощенной векторной диаграммы принято  $R_1 = 0$ , то активная

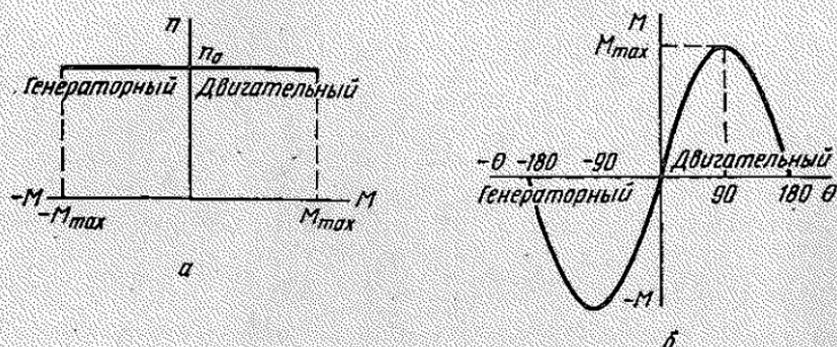


Рис. 31. Механическая (а) и угловая (б) характеристики синхронного двигателя

мощность, забираемая от сети, будет являться и электромагнитной мощностью, передаваемой ротору ( $P_1 = P_a$ )

$$P_1 \approx P_a = 3U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi 10^{-3} \text{ кВт.} \quad (\text{II.96})$$

Из векторной диаграммы (см. рис. 30, в)

$$I_{1\phi} X_s \cos \varphi = E_0 \sin \theta, \quad (\text{II.97})$$

откуда

$$I_{1\phi} \cos \varphi = \frac{E_0 \sin \theta}{X_s}; \quad (\text{II.98})$$

$$P_1 \approx P_a = \frac{3U_{1\phi} E_0 \sin \theta}{X_s} 10^{-3}. \quad (\text{II.99})$$

Электромагнитный момент синхронного двигателя

$$M_a = \frac{P_a}{\omega_0 10^{-3}} = \frac{3U_{1\phi} E_0}{\omega_0 X_s} \sin \theta. \quad (\text{II.100})$$

Это выражение является угловой характеристикой синхронного двигателя

$$M = M_{\max} \sin \theta. \quad (\text{II.101})$$

На рис. 31, б приведена угловая характеристика для двигательного и генераторного режимов.

Максимальный момент двигатель развивает при угле  $\theta = 90^\circ$ :

$$M_{\max} = \frac{3U_{1\phi} E_0}{\omega_0 X_s}. \quad (\text{II.102})$$

При дальнейшем увеличении нагрузки растет угол  $\theta$ , а момент двигателя снижается и двигатель выпадает из синхронизма.

Из уравнения (II.102) видно, что максимальный момент синхронной машины прямо пропорционален напряжению сети  $U_{1\phi}$  и э. д. с.  $E_0$ , т. е. току возбуждения двигателя. Увеличение тока воз-

буждения повышается максимальный момент и наоборот. Этим свойством пользуются при работе привода на ударную нагрузку. В момент пиковой нагрузки (например, при захвате металла валками) повышают ток возбуждения (увеличением напряжения возбуждителя), увеличивая тем самым  $M_{\max}(E_0)$  и устойчивость двигателя.

Учитывая, что перегрузочная способность двигателя  $\lambda = \frac{M_{\max}}{M_n} = \frac{\sin 90}{\sin \theta_n}$  должна быть не ниже 2—3, легко определить угол  $\theta_n$ :  $\sin \theta_n = 0,5 \div 0,33$ , а значит,  $\theta_n = 30 \div 20^\circ$ .

Синхронные двигатели в прокатных цехах получили широкое распространение для привода нерегулируемых приводов черновой группы клетей непрерывных станов и для вращения мощных генераторов в системах Г—Д.

Из тормозных режимов работы в приводе с синхронным двигателем в основном применяют динамическое торможение. Для этого обмотки статора отключают от сети и замыкают на сопротивления. В этом случае двигатель работает в режиме синхронного генератора и механические характеристики аналогичны характеристикам при динамическом торможении асинхронного двигателя.

Использовать генераторный режим синхронного двигателя с отдачей энергии в сеть для торможения не представляется возможным, так как такой режим возможен только при синхронной скорости вращения ротора.

Основным преимуществом синхронных двигателей является высокий  $\cos \varphi$ , который может быть равен единице, а также может быть опережающим (примерно 0,8—0,9). В последнем случае двигатель будет отдавать в сеть реактивную мощность и исправлять тем самым  $\cos \varphi$  сети потребителя.

Улучшение  $\cos \varphi$  легко понять из рассмотрения упрощенной векторной диаграммы (рис. 30, в). Если при той же нагрузке двигателя увеличивать ток возбуждения (перевозбуждать машину), то это приведет к росту  $E_0$ , и суммарный вектор  $\overline{I_{1\phi} X_s} = \overline{U_{1\phi}} - \overline{E_0}$  будет менять фазу относительно питающего напряжения  $U_{1\phi}$ . Можно обеспечить такое возбуждение двигателя, чтобы вектор  $\overline{I_{1\phi} X_s}$  был перпендикулярен вектору  $\overline{U_{1\phi}}$ , тогда вектор тока  $\overline{I_{1\phi}}$  будет совпадать с вектором  $\overline{U_{1\phi}}$ , т. е.  $\varphi = 0$  и  $\cos \varphi = 1$ . Дальнейшее увеличение силы тока возбуждения ( $E_0$ ) приводит к тому, что угол между  $\overline{U_{1\phi}}$  и  $\overline{I_{1\phi} X_s}$  становится больше  $90^\circ$  и, следовательно, вектор тока  $\overline{I_{1\phi}}$  будет опережать вектор  $\overline{U_{1\phi}}$  и угол  $\varphi$  будет отрицательным, т. е. двигатель будет отдавать реактивную энергию в сеть.

При данной полезной мощности двигателя  $P_1 = 3U_{1\phi} I_{1\phi} \times \cos \varphi 10^{-3}$  ток  $I_{1\phi}$ , определяющий количество меди в двигателе, увеличивается с уменьшением  $\cos \varphi$ , что приводит к увеличению размеров двигателя и его стоимости. Одновременно растет количество меди, размеры и стоимость генераторов, трансформаторов, аппа-

ратуры и сети. Поэтому электрические станции для потребителей устанавливают тариф на электроэнергию в зависимости от значения  $\cos \phi$ . Чем выше  $\cos \phi$ , тем ниже стоимость электроэнергии по тарифу.

Синхронные двигатели в качестве прокатных более надежны по сравнению с асинхронными. Это обусловливается значительно большим (в 3—4 раза) воздушным зазором между статором и ротором, а также низким напряжением в роторе двигателя. Малый зазор у асинхронного двигателя необходим для уменьшения намагничивающего тока и улучшения  $\cos \phi$ . К. п. д. синхронного двигателя на 0,5—3% выше, чем у асинхронных двигателей той же мощности. К достоинству синхронного двигателя следует также отнести простоту конструкции и надежность в эксплуатации.

К числу недостатков электропривода с синхронным двигателем относится необходимость в постоянном токе для возбуждения двигателя и необходимость специальных пусковых обмоток для получения приемлемых пусковых характеристик.

Синхронный двигатель развивает вращающий момент лишь при условии, когда ротор вращается синхронно с вращающимся магнитным полем статора. При неподвижном роторе вращающий момент отсутствует. Поэтому для разгона синхронного двигателя ротор последнего снабжается короткозамкнутой обмоткой, стержни которой закладываются в полюсные наконечники. Двигатель пускается в ход как асинхронный короткозамкнутый. При достижении 95—98% синхронной скорости в обмотку возбуждения подается постоянный ток и ротор в результате взаимодействия магнитных потоков статора и ротора втягивается в синхронизм и продолжает работать, как синхронный. Так как при синхронной скорости пусковая короткозамкнутая обмотка не пересекает магнитных линий, то в ней не наводится э. д. с. и по ней не протекает ток.

Пусковые механические характеристики асинхронного режима синхронного двигателя подобны характеристикам короткозамкнутых двигателей. Подбором материала пусковой обмотки и формы стержней можно получить приемлемую пусковую характеристику. При пуске синхронного двигателя обмотка возбуждения отсоединяется от сети постоянного тока, однако оставлять ее разомкнутой нельзя, так э. д. с., наводимая в обмотке ротора, может достигнуть большой величины и может быть нарушена изоляция машины. Поэтому на время пуска обмотку возбуждения замыкают на разрядное сопротивление, которое в 5—10 раз больше сопротивления обмотки возбуждения. Разрядное сопротивление включается в цепь обмотки до начала пуска и отключается после подачи возбуждения. В последнее время на металлургических заводах для упрощения операции пуска синхронных двигателей все шире внедряется пуск методом самосинхронизации с подключенным возбудителем (так называемый «глухой пуск»). В этом случае обмотка возбуждения подключается наглухо к якорю возбудителя, который в процессе пуска самовозбуждается и обеспечивает втягивание двига-

теля в синхронизм. Опыт показывает, что при статическом моменте сопротивления на валу двигателя  $M_c = (0,25 \div 0,35) M_n$  обеспечивается нормальный пуск двигателя.

Процесс пуска синхронного двигателя автоматизирован и сводится к нажатию кнопки «Пуск» или к повороту рукоятки универсального переключателя.

## *Глава III*

### *РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ*

#### *1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЕЙ*

В технической литературе термин «регулирование» применяется в двух смыслах, имеющих прямо противоположные значения.

Под регулированием данной величины (например, скорости вращения) понимают: 1) принудительное ее изменение в соответствии с требованиями работы механизма; 2) поддержание заданной ее величины на постоянном уровне (стабилизация скорости) при наличии возмущений (например, изменение нагрузки в работе механизма).

В данной главе под регулированием скорости вращения электроприводов будем понимать принудительное изменение ее величины в заданных пределах, определяемых требованиями технологического процесса. При этом понятие регулирования скорости не следует смешивать с естественным изменением скорости электропривода, работающего на данной механической характеристике при изменении нагрузки на валу исполнительного механизма.

Регулирование скорости вращения электроприводов обуславливается разнообразными требованиями технологического процесса с целью увеличения производительности, улучшения качества продукции, обеспечения стабильности протекания процесса.

Регулирование скорости электропривода может быть произведено как механическим путем (изменением передаточного числа между валами двигателя и исполнительного механизма), так и электрическими способами. Электрические способы регулирования скорости электропривода имеют преимущества перед механическим по своим техническим и экономическим показателям. Поэтому в прокатном производстве преимущественное распространение находят электрические способы регулирования скорости вращения электроприводов. Скорость вращения электропривода можно регулировать изменением величины питающего напряжения или его частоты, введением добавочных сопротивлений в силовые цепи и цепи возбуждения, переключением обмоток и др. В результате

двигатель начинает работать на новой, искусственной механической характеристике, и поэтому можно сказать, что регулирование скорости двигателя сводится к изменению его механической характеристики. Поэтому рассмотренные в главе II способы получения искусственных механических характеристик двигателей могут являться также и способами регулирования скорости вращения.

Основными показателями регулирования скорости вращения электроприводов являются:

1. Диапазон, или предел регулирования ( $k_{пр}$ ), под которым понимают отношение максимальной скорости вращения ( $n_{max}$ ) к минимальной ( $n_{min}$ ), обеспечиваемой регулированием при работе механизма:

$$k_{пр} = \frac{n_{max}}{n_{min}}. \quad (III.1)$$

Это отношение выражается обычно в числах, например 2 : 1, 10 : 1; 25 : 1 и т. д.

Применение замкнутых систем регулирования позволяет увеличить диапазон регулирования до  $k_{пр} = (100 \div 500) : 1$  и более.

2. Плавность регулирования, характеризуемая числом ступеней скоростей, которые возможно получить в заданном диапазоне регулирования. Чем больше фиксированных скоростей в заданном диапазоне регулирования, тем выше плавность регулирования. Плавность регулирования ( $k_{пл}$ ) можно характеризовать отношением скоростей вращения двигателя на двух соседних ступенях регулирования:

$$k_{пл} = \frac{n_{i+1}}{n_i}. \quad (III.2)$$

Чем ближе  $k_{пл}$  к единице, тем более плавное регулирование.

3. Направление регулирования, т. е. изменение скорости привода относительно скорости при работе на естественной механической характеристике. Регулирование в направлении уменьшения скорости называют регулированием вниз, а в направлении увеличения — регулированием вверх.

4. Допустимая нагрузка при регулировании. Ряд механизмов требует регулирования скорости при постоянном моменте нагрузочного графика исполнительного механизма, другие — при постоянной мощности. Электродвигатель обладает наибольшим к. п. д. при полной нагрузке. Поэтому желательно применять такой метод регулирования, при котором двигатель по возможности был бы полностью загружен при всех скоростях. Условием полного использования двигателя при регулировании является нагрузка двигателя на всех характеристиках номинальной величины тока при длительном режиме работы.

5. Стабильность работы привода на требуемой скорости при произвольном изменении нагрузки. Стабильность характеризуется небольшими изменениями относительного значения скорости при

изменении нагрузки. Этот показатель имеет важное значение для приводов с большим диапазоном регулирования при работе на малых скоростях.

6. Экономичность регулирования, которая определяется стоимостью создания системы регулирования с затратами на эксплуатацию. Важным показателем эксплуатационных затрат является величина потерь мощности в регулирующих устройствах, оцениваемых при помощи к. п. д. регулирования ( $\eta_{\text{рег}}$ ):

$$\eta_{\text{рег}} = \frac{P_{\text{в}}}{P_{\text{в}} + \Delta P}, \quad (\text{III.3})$$

где  $P_{\text{в}}$  — мощность на валу двигателя;  
 $\Delta P$  — потери мощности при регулировании скорости.

## 2. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЕМ В ЦЕПИ ЯКОРЯ

Как отмечалось, искусственные механические характеристики характеризуют регулировочные свойства данного способа регулирования. Из рис. 18, б видно, что при включении добавочного сопротивления в цепь якоря все искусственные характеристики лежат ниже естественной, т. е. этот способ обеспечивает регулирование скорости вниз.

Поток двигателя  $\Phi_{\text{н}}$  не зависит от сопротивления в цепи якоря. По условиям нагрева при длительной работе двигателя ток якоря не должен превышать  $I_{\text{н}}$ , а это значит, что регулирование скорости при этом способе происходит при постоянном моменте

$$M = k_{\text{М}} \Phi_{\text{н}} I_{\text{н}} = M_{\text{н}}. \quad (\text{III.4})$$

По добавочному сопротивлению проходит полный ток нагрузки, что сопровождается большими потерями энергии. Пренебрегая механическими потерями и потерями в стали, можно считать, что разность между мощностью, забираемой двигателем из сети  $P_{\text{с}}$ , и мощностью на валу двигателя  $P_{\text{в}}$  равна тепловым потерям в сопротивлениях цепи якоря, т. е.

$$I_{\text{я}}^2 (R_{\text{я}} + R_{\text{доб}}) 10^{-3} = UI_{\text{я}} 10^{-3} - \frac{Mn}{9550} = \frac{M(n_0 - n) \dot{n}_0}{9550n_0} = sP_{\text{с}}. \quad (\text{III.5})$$

Отсюда, если скорость двигателя снизить в два раза ( $s = 0,5$ ), то в сопротивлениях якоря будет потеряна половина энергии, подведенной к двигателю. Этот способ регулирования неэкономичен. Диапазон регулирования непостоянен и зависит от крутизны искусственной механической характеристики и величины момента. Плавность регулирования при данном моменте сопротивления невысокая, так как переключения ступеней необходимо проводить в цепи полной мощности и выполнить большое число ступеней сложно.

Данный способ не обеспечивает стабильной работы при малых скоростях, так как механическая характеристика мягкая и при

колебаниях момента происходит значительное изменение скорости вращения. Например, при работе на искусственной характеристике с добавочным сопротивлением  $R_3$  (см. рис. 18, б) увеличение  $M_c$  на величину  $\Delta M_c$  приводит к снижению скорости в два раза.

Этот способ регулирования скорости по всем показателям нерационален и находит применение в промышленности при необходимости небольшого смягчения естественных механических характеристик, например в прокатном производстве на станах с маховичным приводом.

### 3. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ПОТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

На рис. 18, в, г приведены искусственные механические характеристики при этом способе регулирования скорости. Все искусственные характеристики лежат выше естественной, т. е. этот способ обеспечивает регулирование скорости вверх. При практических расчетах, пренебрегая падением напряжения в якорной цепи (что составляет несколько процентов относительно величины питающего напряжения), можно считать, что  $U \approx E$ . Питающее напряжение  $U$  при данном способе регулирования — величина постоянная. Значит, все э. д. с. двигателя равны между собой при регулировании скорости, т. е.  $k_E \Phi n = k_E \Phi_n n_n$  и

$$n = \frac{\Phi_n}{\Phi} n_n. \quad (III.6)$$

Скорость вращения двигателя независимого возбуждения обратно пропорциональна потоку возбуждения, и величина потока  $\Phi$  для получения требуемой скорости регулирования  $n$  легко определяется по номинальным данным:

$$\Phi = \Phi_n \frac{n_n}{n}. \quad (III.7)$$

Значение коэффициента э. д. с. двигателя  $c_E$  при потоке, отличном от номинального, определяется по значению  $c_{E_n}$  при номинальном потоке по соотношению

$$c_E = c_{E_n} \frac{n_n}{n}, \quad (III.8)$$

что следует из уравнения (III.7).

По условиям нагрева при длительной работе ток двигателя не должен превышать  $I_n$ , т. е. этот способ регулирования обеспечивает работу при моментах, меньших номинального:

$$M = k_M \Phi I_n. \quad (III.9)$$

Подставляя в это уравнение значение  $\Phi$  из формулы (III.7), получим  $M = k_M \frac{\Phi_n n_n}{n} I_n$  или

$$M n = M_n n_n. \quad (III.10)$$

Разделив это уравнение на 9550, получим, что в установившемся режиме  $P = P_{\text{н}}$ . Отсюда видно, что регулирование скорости двигателя изменением потока возбуждения обеспечивается при постоянной мощности двигателя.

Диапазон регулирования при этом способе для компенсированных двигателей или имеющих специальную обмотку на главных полюсах обычно принимают 2 : 1 или 3 : 1, а в специальных случаях до 5 : 1 (например, моталки станов холодной прокатки).

Двигатели, не предназначенные для регулирования скорости ослаблением потока, допускают повышение скорости за счет ослабления до 25 % (из-за реакции якоря). Мощность цепи возбуждения измеряется несколькими процентами от мощности цепи якоря. Поэтому регулировочные сопротивления являются сопротивлениями малой мощности, что позволяет строить реостаты с большим числом ступеней, обеспечивая необходимую плавность регулирования.

Искусственные характеристики при ослаблении потока (см. рис. 18, в, г) имеют большую крутизну, т. е. перепад скорости

$\Delta n = \frac{R_{\text{н}} M}{k_E k_M \Phi^2}$  растет обратно пропорционально квадрату потока.

Однако относительное изменение скорости при колебаниях момента изменяется незначительно, так как с уменьшением потока растет абсолютное значение скорости, т. е. данный способ обеспечивает стабильную работу на искусственных характеристиках.

Способ регулирования является экономичным, так как потери при регулировании происходят в цепи малой мощности и относительно невелики. Этот способ обеспечивает хорошие показатели регулирования скорости и находит широкое распространение в электроприводе прокатных станов.

Следует обратить внимание на то, что определения работы двигателя при постоянном моменте или постоянной мощности при регулировании скорости двигателя нельзя понимать в буквальном смысле, так как в установившемся режиме работы двигатель всегда развивает момент, приложенный к валу двигателя исполнительным механизмом, независимо от скорости вращения. Эти определения необходимо понимать с точки зрения допустимой нормальной работы двигателей в отношении нагрева при приложении соответствующих значений момента и мощности.

#### **4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЯКОРЕ**

Искусственные механические характеристики при изменении напряжения на якоре двигателя приведены на рис. 18, а. Для изменения напряжения при регулировании скорости электроприводов обычно применяют индивидуальные источники питания, которыми могут быть генератор постоянного тока, управляемый ртутный выпрямитель и тиристорный преобразователь.

В случае, если двигатель получает питание от индивидуального генератора, система называется генератор—двигатель (Г—Д).

Если питание двигателя обеспечивается от индивидуального управляемого ртутного выпрямителя, то система называется управляемый ртутный выпрямитель—двигатель (УРВ—Д).

Управляемый кремниевый полупроводниковый выпрямитель получил наименование «тиристор». Эту систему называют тиристорный преобразователь—двигатель (ТП—Д).

### 5. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПО СИСТЕМЕ Г—Д

Система Г—Д обеспечивает большой диапазон и плавное регулирование скорости вращения двигателя независимого возбуждения и находит большое применение в прокатном производстве.

Схема системы Г—Д представлена на рис. 32.

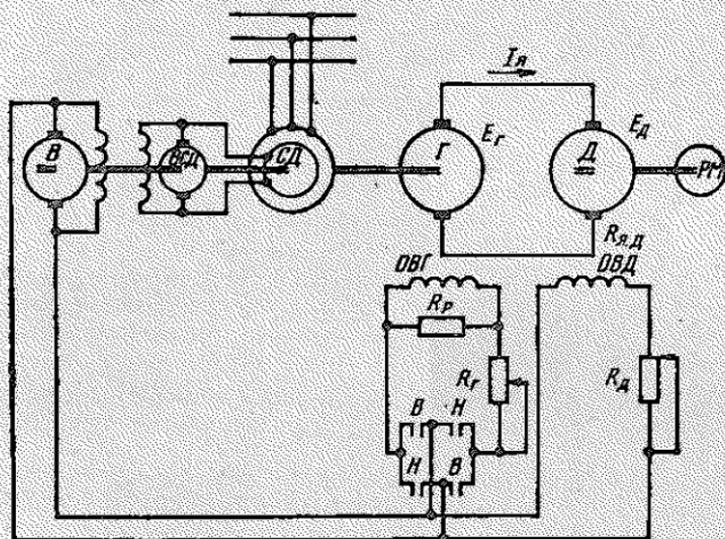


Рис. 32. Схема регулирования скорости вращения двигателя независимого возбуждения по системе Г—Д

Рабочая машина РМ приводится в движение двигателем независимого возбуждения Д. Якорь двигателя Д получает питание от якоря генератора постоянного тока Г, приводимого во вращение синхронным (или асинхронным) двигателем СД. Статорная обмотка СД получает питание от сети переменного тока, а обмотка возбуждения СД — от специального возбудителя ВСД. Обмотки возбуждения ОВД двигателя Д и ОВГ генератора Г получают питание от независимого источника постоянного тока (на схеме от возбудителя В).

Из схемы видно, что связь между якорями генератора и двигателя только электрическая без каких-либо добавочных сопротивлений.

Генератор  $G$ , синхронный двигатель  $СД$ , возбудитель  $B$  и возбудитель синхронного двигателя  $ВСД$  имеют механическую связь между собой. Эти машины составляют мотор-генераторную установку и имеют постоянную скорость вращения, задаваемую синхронным двигателем  $СД$ . Ток, проходящий по обмотке возбуждения генератора, создает магнитный поток, и в обмотках вращающегося якоря наводится э. д. с. генератора  $E_g$ , величина которой может изменяться при помощи реостата  $R_r$ .

Величина магнитного потока двигателя  $D$  может изменяться при помощи реостата  $R_d$ .

При замкнутых реостатах ( $R_r = 0$  и  $R_d = 0$ ) магнитные потоки генератора и двигателя имеют номинальные величины (как

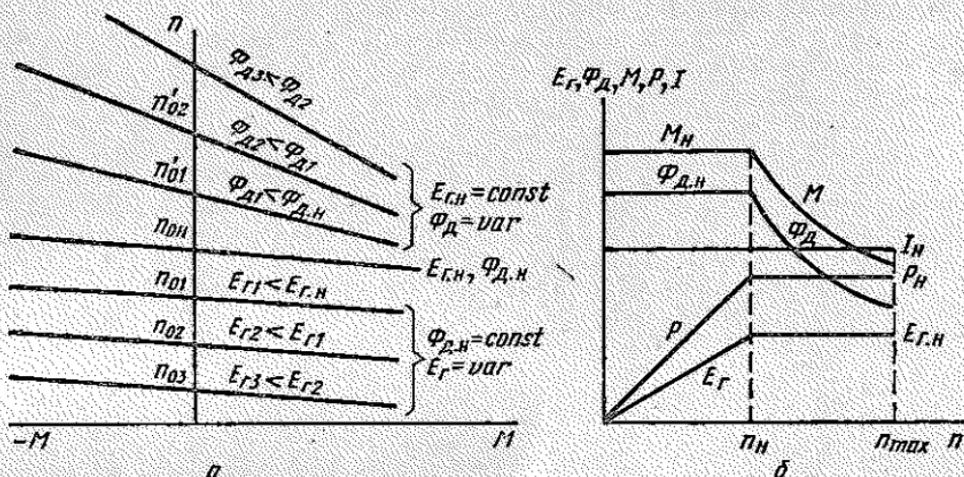


Рис. 33. Механические (а) и эксплуатационные (б) характеристики системы Г—Д

правило, они же и максимальные). Уравнение электрического равновесия для якорной цепи системы в установившемся режиме работы

$$E_{г.н} = k_E \Phi_{д.н} n + I_a (R_{я.г} + R_{я.д}). \quad (III.11)$$

Отсюда уравнение естественной механической характеристики

$$n = \frac{E_{г.н}}{k_E \Phi_{д.н}} - \frac{M (R_{я.г} + R_{я.д})}{k_E k_M \Phi_{д.н}^2} = n_{0н} - \Delta n. \quad (III.12)$$

Система Г—Д обеспечивает получение искусственных механических характеристик с различной величиной скорости вращения идеального холостого хода двумя путями (рис. 33, а):

- 1) при неизменном и номинальном магнитном потоке двигателя ( $\Phi_{д.н}$ ) и различных значениях э. д. с. генератора ( $E_g$ );
- 2) при неизменной величине номинальной э. д. с. генератора ( $E_{г.н}$ ) и при различных значениях магнитного потока двигателя ( $\Phi_d$ ).

Первая группа механических характеристик получается за счет изменения силы тока возбуждения генератора изменением сопротивления реостата  $R_r$ . Увеличение сопротивления реостата  $R_r$  приводит к снижению  $E_r$ , т. е. к уменьшению величины  $n_0$ , и не влияет на величину перепада скорости  $\Delta n$ . Все искусственные характеристики лежат ниже естественной и параллельны ей. Регулирование напряжением (э. д. с.) генератора является регулированием вниз.

Учитывая, что величина  $I_a (R_{я.г} + R_{я.д}) \ll E_r$ , можно считать, что скорость двигателя изменяется пропорционально напряжению генератора. Так как поток двигателя при регулировании напряжением генератора остается постоянным, то регулирование напряжением позволяет сохранить номинальный момент

$$M = k_M \Phi_n I_n = M_n = \text{const.} \quad (\text{III.13})$$

Диапазон регулирования напряжением определяется тем минимальным напряжением на двигателе, при котором оно мало отличается от  $I_a R_{я.д}$ , и работа двигателя без специальных регуляторов еще является устойчивой. Опыт показывает, что устойчивая работа изменением напряжения при номинальном моменте на двигателе прокатного стана может быть получена без применения регуляторов скорости в пределах  $(8 \div 10) : 1$ , т. е.

$$k_{прE} = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = (8 \div 10).$$

Способ регулирования напряжением плавный, так как регулирование производится в цепи небольшой мощности. При малых напряжениях генератора (малых значениях потоков возбуждения генератора) весьма заметное действие оказывает встречно действующая намагничивающая сила от токов секции якоря, находящихся в условиях коммутации (замкнутых накоротко щетками). Характеристика двигателя в этом случае более мягкая, что уменьшает величину диапазона регулирования. Для обеспечения устойчивой работы при малых скоростях генераторы в системах Г—Д для прокатных станов выполняют с компенсационными обмотками, при помощи которых компенсируется реакция якоря.

Механические характеристики второй группы (при неизменной э. д. с. генератора и различных потоках двигателя) получаются изменением сопротивления  $R_d$ . Эти характеристики аналогичны рассмотренным искусственным характеристикам двигателя независимого возбуждения при изменении  $\Phi$ , т. е. регулирование происходит вверх при постоянной мощности. Регулирование плавное, экономичное с диапазоном  $(2 \div 3) : 1$ .

Таким образом, система Г—Д обеспечивает плавное, экономичное и устойчивое регулирование скорости вниз и вверх как с постоянным номинальным моментом, так и с постоянной номинальной мощностью с общим диапазоном регулирования без применения регулирующих устройств  $k_{пр} = (16 \div 30) : 1$ .

Изменения электрических величин и момента двигателя в системе Г—Д в функции скорости представлены на рис. 33, б.

Применение комбинированного способа регулирования скорости в системе Г—Д напряжением генератора и потоком двигателя отвечает технологическим требованиям прокатных станков, которые в большинстве случаев прокатывают разнообразные профили. При этом крупные профили прокатывают при меньших скоростях и больших моментах, а малые профили — при высоких скоростях и малых моментах.

Схема позволяет получить на генераторе столь малую величину напряжения, которая при подключении неподвижного якоря двигателя обеспечивает прохождение в якорной цепи тока, меньшего максимально допустимого для двигателя. Поэтому в системе Г—Д пуск двигателя осуществляется плавным повышением напряжения генератора и исключается необходимость в пусковых реостатах. Этим обеспечивается экономичный пуск двигателя без добавочных потерь энергии в силовой цепи.

Изменение направления вращения двигателя в системе Г—Д осуществляют изменением направления тока возбуждения (магнитного потока) генератора при помощи включения *ОВГ* к шинам возбудителя *В* через систему мостиковых контактов *В* и *Н*. При этом полярность напряжения генератора меняется, что при постоянстве магнитного потока двигателя приводит к изменению направления вращения двигателя.

В системе Г—Д торможение двигателя *Д* (см. рис. 32) осуществляется при работе последнего в режиме генератора с отдачей энергии в сеть. В тормозном режиме э. д. с. двигателя больше э. д. с. генератора, что легко обеспечить соответствующим снижением э. д. с. генератора уменьшением тока возбуждения *ОВГ*. При этом в якорной цепи направление тока меняется, двигатель работает в тормозном генераторном режиме, а генератор работает в двигательном режиме и стремится увеличить скорость вращения преобразовательного агрегата. Угол  $\theta$  синхронного двигателя из отстающего становится опережающим, и синхронный двигатель отдает энергию в сеть. Механическая характеристика тормозного режима является продолжением механической характеристики двигательного режима. Непрерывное снижение напряжения генератора обеспечивает отдачу двигателем энергии в сеть вплоть до полной остановки. Если по условиям технологического процесса необходимы частые торможения (например, электропривод блюминга), то такое торможение обеспечивает значительный экономический эффект.

Легкость получения требуемых характеристик, экономичность при регулировании скорости вращения двигателя, высокий диапазон регулирования обеспечивают широкое применение этой системы в прокатном производстве.

К недостаткам системы относится значительная ее стоимость, вызванная наличием трех электрических машин, мощность каж-

дой из которых примерно равна мощности приводного двигателя; большие габариты установки; высокие эксплуатационные расходы; низкий к. п. д. в случае применения ее для редко пускаемых в ход механизмов и большая инерционность обмотки возбуждения генератора, снижающая быстродействие системы.

Поэтому в прокатном производстве все большее распространение получают системы регулирования скорости двигателя постоянного тока с использованием управляемых статических преобразователей, обладающих более высоким к. п. д. и быстродействием, которые более просты и надежны в эксплуатации.

### 6. ГЕНЕРАТОР ПОСТОЯННОГО ТОКА КАК ОБЪЕКТ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Выходным сигналом генератора постоянного тока является напряжение ( $U_v$ ), а входным — напряжение, подводимое к обмотке возбудителя ( $U_n$ ).

Уравнение электрического равновесия в операторной форме для обмотки возбуждения

$$(R_v + L_v p) I_v = U_n, \quad (III.14)$$

откуда

$$I_v = \frac{U_n}{R_v} \cdot \frac{1}{1 + T_{vp}} = U_n \frac{k_v}{1 + T_{vp}}, \quad (III.15)$$

т. е. обмотка возбуждения генератора является инерционным звеном.

Как отмечалось, генераторы в прокатном производстве имеют компенсационную обмотку, т. е. можно считать, что реакция якоря отсутствует. Как правило, на рабочем участке кривой намагничивания насыщение генератора незначительно и индуктивность обмотки можно принять постоянной ( $L_v = \text{const}$ ), и в этом случае между током возбуждения  $I_v$  и магнитным потоком  $\Phi_v$  существует прямая пропорциональность:

$$\Phi_v = k_\Phi I_v, \quad (III.16)$$

т. е. магнитная система генератора является усилительным звеном. При постоянной скорости вращения  $n_r$  якоря генератора его э. д. с.  $E_r$  изменяется пропорционально изменению магнитного потока:

$$E_r = k_{E_r} \Phi_v n_r, \quad (III.17)$$

т. е. связь между э. д. с. генератора, магнитным потоком и скоростью вращения якоря может быть представлена последовательным соединением множительного и усилительного звеньев.

Выходное напряжение генератора  $U_r$  можно определить из уравнения электрического равновесия якорной цепи при прохождении тока якоря:

$$U_r = E_r - (R_r + L_r p) I_r = E_r - R_r (1 + T_{rp}) I_r, \quad (III.18)$$

т. е. якорная цепь генератора является инерционным звеном.

Структурная схема генератора в соответствии с полученными уравнениями представлена на рис. 34, а.

Обычно последовательное соединение усилительных и множительного звеньев заменяют одним усилительным звеном, входным сигналом которого является ток возбуждения  $I_B$ , а выходным  $E_r$ :

$$E_r = k_{E_r} \Phi_B n_r = k_{E_r} k_\Phi I_B n_r = k_A I_B, \quad (\text{III.19})$$

где  $k_A = k_{E_r} k_\Phi n_r$  — передаточный коэффициент звена, преобразующего ток возбуждения генераторов э. д. с., В/А.

Структурная схема генератора в этом случае имеет вид, представленный на рис. 34, б.

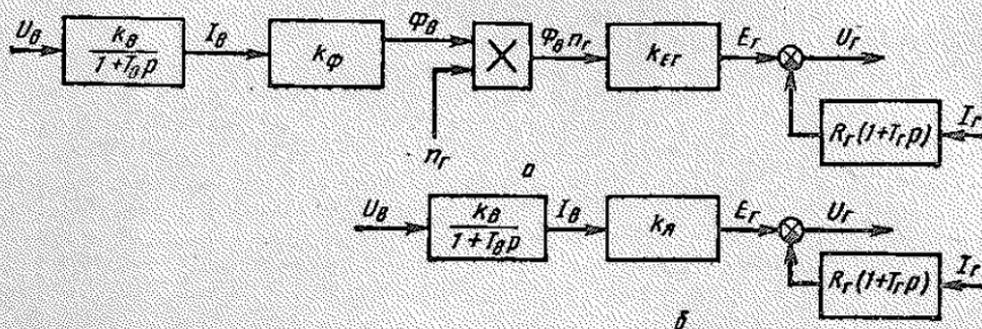


Рис. 34. Полная (а) и упрощенная (б) структурные схемы генератора

Генератор как объект регулирования представляет разомкнутую систему с одним управляющим ( $U_B$ ) и одним возмущающим ( $I_r$ ) воздействиями.

## 7. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ВМЕСТО МОТОР-ГЕНЕРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Применение вентильных преобразователей вместо мотор-генераторной установки для электроприводов постоянного тока должно обеспечивать выполнение всех функций, которые выполняет эта установка в системе Г—Д, т. е. подача энергии двигателю, регулирование скорости вращения последнего за счет изменения напряжения, подводимого к якорю двигателя, пуск и торможение двигателя во всем диапазоне регулирования. Достигается решение этих задач применением управляемых вентильных преобразователей, в качестве которых в прокатном производстве широко применяют управляемые ртутные и тиристорные выпрямители.

Основными элементами системы управляемый вентильный преобразователь—двигатель (УВП—Д) являются следующие: регулируемый двигатель постоянного тока, вентильный преобразователь с системой фазового управления величиной выпрямленного напряжения и трансформатор для питания вентильного преобразователя и обеспечения требуемого номинального напряжения на якоре двигателя. Такую систему питания электропривода в технической литературе также называют вентильным электроприводом.

Применение УВП вместо мотор-генераторной установки имеет следующие преимущества:

1) вентильный преобразователь не имеет вращающихся и быстроизнашивающихся частей (подшипники, коллектор, щетки и др.), что делает его более надежным в эксплуатации. Он проще по конструкции;

2) значительно сокращена стоимость строительной части, так как кубатура здания уменьшается, не требуется фундаментов, мощных кранов и др.;

3) трудоемкость изготовления вентильных преобразователей значительно меньше, чем для вращающихся машин;

4) вентильные преобразователи менее чувствительны к воздействию газов, загрязнению среды и не требуют мощных вентиляционных установок;

5) легко обеспечивается необходимый резерв для надежной работы установки;

6) система фазового управления маломощна и практически безынерционна, что обеспечивает получение хороших динамических характеристик электроприводов и более высокой производительности рабочей машины.

## 8. РАБОТА РТУТНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Нерегулируемый ртутный выпрямитель (рис. 35, а) представляет собой колбу, в которую изолированно заделываются главные аноды АГ, вспомогательные аноды возбуждения АВ и игла зажигания ИЗ. Колба запаяна при вакууме (давление пара в среднем  $0,07$  мН/см<sup>2</sup>). Нижняя часть колбы заполнена ртутью и служит катодом выпрямителя.

Для внешней цепи катодный зажим имеет положительный потенциал. Во время работы ртутного выпрямителя (РВ) на поверхности ртутного катода образуется светящееся катодное пятно (с температурой около  $200^{\circ}$  С), которое обеспечивает наполнение РВ парами ртути и является источником электронов, поддерживающих дугу между катодом и анодом. Под действием электрического поля, возникающего при положительном потенциале на аноде, электроны, покидающие катодное пятно, ускоряются и, накопив энергию, ионизируют атомы ртути, с которыми они соударяются, создавая тем самым ионы и вторичные электроны. Роль ионов сводится главным образом к компенсации объемного заряда электронов. При этом через РВ может проходить большой ток при падении напряжения на РВ порядка  $18-25$  В. Эмиссия (испарение) электронов с катодного пятна в разряженные пары ртути возможна только при условии, что ртуть будет катодом. Анод выполнен из графита и охлаждается. В рабочем состоянии (холодный анод) эмиссия электронов с анода исключается. Поэтому при приложении к РВ переменного напряжения ртутная дуга способна поддер-

живать ток только в одном направлении. На этом основано применение ртутной дуги для устройства выпрямителей.

Для образования катодного пятна необходимо произвести зажигание выпрямителя. Для этой цели служит игла зажигания ИЗ, имеющая отдельную систему питания и управления.

Образовавшееся катодное пятно поддерживается дугой между катодом и одним из анодов возбуждения АВ. Дуга возбуждения горит непрерывно, переходя с одного АВ на другой, что постоянно поддерживает катодное пятно, даже в том случае, если главная

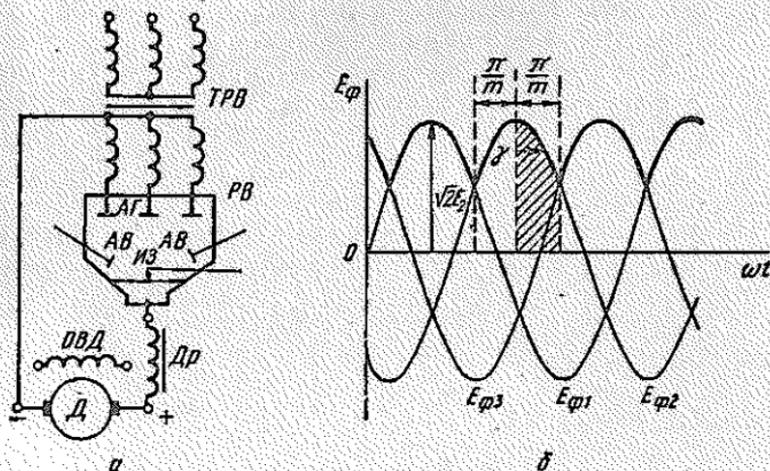


Рис. 35. Схема включения нерегулируемого ртутного выпрямителя (а) и диаграммы фазового и выпрямленного напряжений (б)

цепь разорвана. Этим обеспечивается готовность РВ к работе в любой момент времени.

При включении ТРВ к главным анодам РВ подводятся трехфазные напряжения вторичной обмотки трансформатора (рис. 35, б). Дуга возникает на главном аноде, имеющем наивысший потенциал по отношению к катоду в данный момент времени. Дуга горит только с тем анодом, потенциал которого выше, что обеспечивает автоматический переход дуги с анода на анод в момент равенства потенциалов на двух анодах. В результате к якорию двигателя подводится пульсирующее напряжение, изображенное жирной линией на рис. 35, б. Среднее значение выпрямленного напряжения в таком нерегулируемом идеальном выпрямителе  $E_{d_0}$  (выпрямленное напряжение холостого хода)

$$E_{d_0} = \frac{1}{\pi/m} \sqrt{2} E_2 \int_0^{\pi/m} \cos \gamma d\gamma = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (III.20)$$

где  $E_2$  — фазное напряжение вторичной обмотки трансформатора;  $m$  — число фаз.

В реальном РВ при протекании через него тока происходят следующие потери напряжения;

1) падение напряжения в дуге между анодом и катодом  $\Delta E_1$ , которое практически не зависит от величины нагрузочного тока и изменения напряжения и может быть принято постоянным в среднем 20 В;

2) падение напряжения в результате перекрытия анодов  $\Delta E_2$ , которое появляется в результате того, что переход тока с одного анода на другой происходит не мгновенно из-за индуктивности обмоток трансформатора. Поэтому во время перекрытия горят два анода. При этом вторичное напряжение фазы, вступающей в работу, снижается в силу появления индуктивного падения напряжения, а фазы, заканчивающей свою работу, повышается в связи с убыванием тока в этой фазе. Мгновенное значение выпрямленного напряжения во время перекрытия равно среднему арифметическому мгновенных значений напряжений горящих анодов, как это показано на рис. 36, а. При перекрытии анодов напряжение РВ изменится по кривой, изображенной жирной линией, т. е. среднее значение выпрямленного напряжения уменьшается в отношении заштрихованной площади к площади синусоиды за время горения фазы. Падение напряжения из-за перекрытия анодов

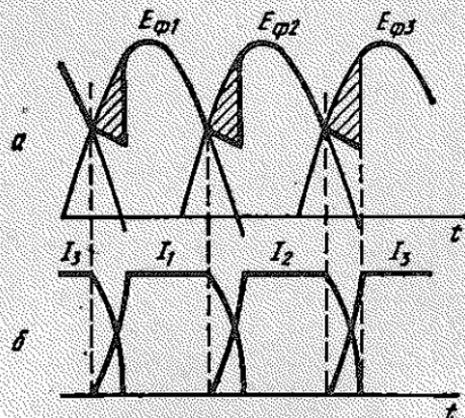


Рис. 36. Диаграммы выпрямленного напряжения (а) и анодных токов (б)

$$\Delta E_2 = \frac{m I_d X_{\text{тр}}}{2\pi}, \quad (\text{III.21})$$

где  $m$  — число фаз вторичной обмотки трансформатора;

$I_d$  — среднее значение выпрямленного тока;

$X_{\text{тр}}$  — реактивное сопротивление фазы трансформатора, приведенное к вторичной обмотке;

3) падение напряжения в активном сопротивлении обмотки трансформатора

$$\Delta E_3 = I_d R_{\text{тр}}, \quad (\text{III.22})$$

где  $R_{\text{тр}}$  — активное сопротивление фазы вторичной обмотки трансформатора.

Таким образом, среднее значение выпрямленного напряжения, подводимого к якорию двигателя:

$$E_d = E_{d_0} - \Delta E_1 - \Delta E_2 - \Delta E_3 = E_{d_0} - \Delta E_1 - I_d \left( X_{\text{тр}} \frac{m}{2\pi} + R_{\text{тр}} \right). \quad (\text{III.23})$$

## 9. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЙ РЕЖИМ В СИСТЕМЕ УРВ—Д

В УРВ изменение величины выпрямленного напряжения проводят по методу сеточного управления. Принцип сеточного регулирования основан на том, что при наличии на сетке, расположенной перед главным анодом, отрицательного напряжения по отношению к катоду дуга на главном аноде не зажигается и ток от анода к катоду не проходит. Зажигание дуги на главном аноде вентиля при положительном напряжении на аноде происходит в момент, когда на сетке отрицательное напряжение изменяется до определенной величины или заменяется положительным.

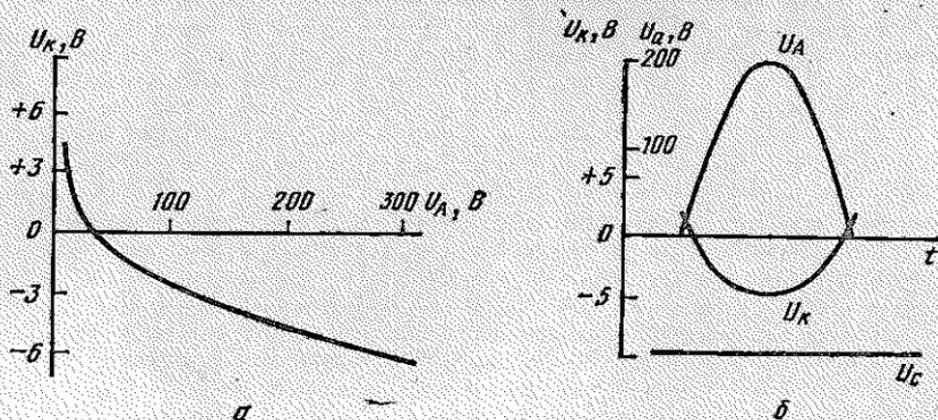


Рис. 37. Пусковые характеристики РВ при подаче на анод постоянного (а) и синусоидального (б) напряжений

Значение сеточного потенциала, при котором возникает дуга, называется критическим потенциалом  $u_k$ . Зависимость между критическим потенциалом  $u_k$  и анодным напряжением  $U_a$  называется пусковой характеристикой.

На рис. 37, а приведена пусковая характеристика  $u_k = f(U_a)$  одного из РВ, снятая для случая, когда к аноду приложено напряжение постоянного тока. При помощи этой зависимости построена пусковая характеристика для синусоидально изменяющегося анодного напряжения (рис. 37, б). Если на сетки РВ подавать потенциал  $u_c$  ниже критического потенциала  $u_k$ , то при положительном потенциале на аноде РВ не будет проводить ток.

Зажигание РВ производится подачей на сетку каждой фазы импульсов положительного напряжения  $U_n$ . Пересечение пусковой характеристики  $u_k$  с передним фронтом положительного импульса  $U_n$  определяет момент зажигания дуги. Возникшая в РВ дуга уже не зависит от величины напряжения на сетке и горит пока на аноде напряжение положительно. Момент зажигания обычно отсчитывается по углу регулирования (угол запаздывания зажигания)  $\alpha$ , под которым понимают угол сдвига от точки естественного зажигания данного анода до подачи положительного импульса на сетку для зажигания дуги. Изменяя угол регулирования  $\alpha$ , т. е.

фазу отпирающего импульса относительно анодного напряжения, можно регулировать среднее значение выпрямленного напряжения в пределах от нуля до максимального значения. На рис. 38 показано изменение среднего выпрямленного напряжения  $E_{d\alpha_1}$  и  $E_{d\alpha_2}$  для углов регулирования  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . Как видно из рисунка, изменение величины выпрямленного напряжения при помощи сетки обеспечивается за счет изменения относительного времени горения анодов. При таком регулировании кривая выпрямленного напряжения имеет пульсации, которые возрастают по мере снижения выпрямленного напряжения. Для снижения величины пульсации выпрямленного напряжения, приложенного к якорию

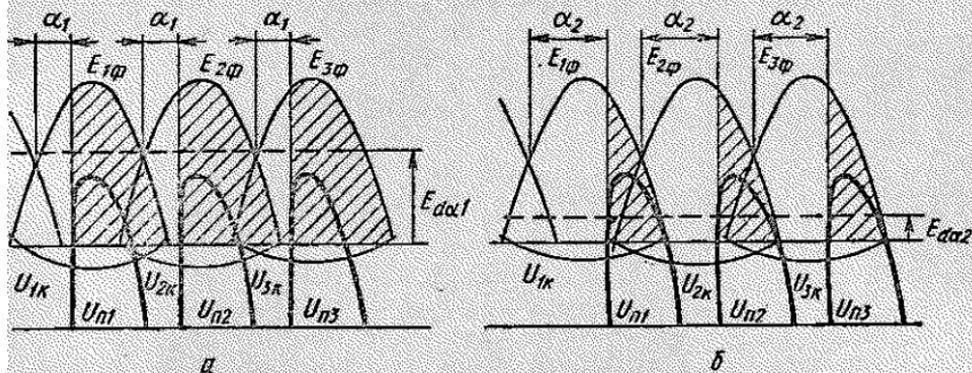


Рис. 38. Диаграммы изменения величины среднего выпрямленного напряжения для углов регулирования  $\alpha_1$  (а) и  $\alpha_2$  (б)

двигателя, и улучшения формы выпрямленного тока в цепь постоянного тока включают катушку с индуктивностью (катодный дроссель Др).

Таким образом, регулирующим элементом в системе УРВ является система сеточного управления ССУ (рис. 39), назначением которой является создание на сетках отрицательного потенциала, исключающего возможность самопроизвольного возникновения дуги, создания положительных импульсов требуемой амплитуды, ширины и крутизны фронта для отпираания сеток, а также плавное регулирование их сдвига относительно анодных напряжений (плавное регулирование величины выпрямленного напряжения от 0 до 100%  $U_n$ ).

Для случая, когда УРВ служит для питания двигателя постоянного тока, и если принять, что в цепи УРВ — якорь двигателя отсутствует индуктивность, то сила тока в этой цепи определялась бы разностью между выпрямленным пульсирующим напряжением трансформатора  $e_d$  и э. д. с. двигателя  $E$ , величина которой практически постоянна для установившегося режима работы. Так как РВ обеспечивает пропускание тока в одном направлении, когда анод положителен по отношению к катоду, то в периоды времени, соответствующие участкам а (рис. 40, а), когда э. д. с. двигателя  $E$  больше выпрямленной э. д. с. трансформатора  $e_d$ ,

ток в цепи двигателя прерывается и резко возрастает бы в периоды времени, соответствующие участкам б, так как сопротивление главной цепи мало. Работа двигателя в таком режиме невозможна из-за больших толчков тока в якорной цепи.

Однако в главной цепи системы УРВ—Д имеются индуктивности обмоток трансформатора, катодного дросселя, обмотки якоря, питающих шин, э. д. с. самоиндукции которых  $e_L$  препятствует изменению тока в цепи якоря. В периоды времени, когда  $e_d$  меньше  $E$  (участок а), э. д. с. самоиндукции  $e_L$  складывается с  $e_d$  и препятствует уменьшению силы тока якоря, обеспечивая на аноде положительный потенциал для прохождения тока. В периоды времени, когда  $e_d$  больше  $E$  (участок б) и ток в якоре возрастает, э. д. с.

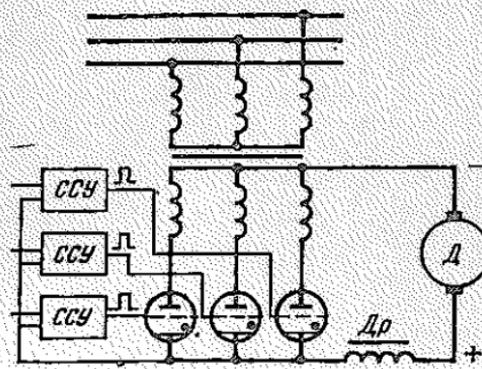


Рис. 39. Схема включения УРВ

самоиндукции  $e_L$  вычитается из  $e_d$ , препятствуя увеличению силы тока якоря.

Таким образом, при работе РВ на аноде каждой фазы благодаря э. д. с. самоиндукции  $e_L$  поддерживается положительный потенциал, отличающийся от  $E$  двигателя на величину падений напряжений  $\Delta E_1 + \Delta E_2 + \Delta E_3$ . Другими словами, если ток в якорной цепи двигателя

не прерывается, то с учетом падений напряжений  $\Delta E_1$ ,  $\Delta E_2$  и  $\Delta E_3$  э. д. с. двигателя равняется среднему выпрямленному напряжению РВ.

При малых значениях среднего выпрямленного напряжения благодаря э. д. с. самоиндукции обеспечивается прохождение тока и в отрицательную полуволну питающего напряжения (рис. 40, б).

Среднее значение выпрямленного напряжения УРВ в случае непрерывного тока в якорной цепи ( $L \rightarrow \infty$ ) при холостом ходе

$$E_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{2} E_2 \cos \gamma \, d\gamma = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{d_0} \cos \alpha. \quad (\text{III.24})$$

Среднее значение выпрямленного напряжения УРВ в цепи выпрямленного тока с учетом падений напряжения  $\Delta E_1$ ,  $\Delta E_2$  и  $\Delta E_3$

$$E_d = E_{d_0} \cos \alpha - \Delta E_1 - I_d \left( X_{\text{тр}} \frac{m}{2\pi} + R_{\text{тр}} \right). \quad (\text{III.25})$$

Как известно, запас электромагнитной энергии в индуктивности  $W = LI_d^2/2$ .

При малых значениях тока  $I_d$  запас электромагнитной энергии в индуктивностях может оказаться недостаточным для получения необходимого значения э. д. с. самоиндукции  $e_L$  и поддержания непрерывного тока через выпрямитель. В этом случае ток прерывается (дуга гаснет) при некотором снижении  $e_d$  относительно  $E$  (рис. 40, в), т. е. в периоды времени  $a$ , которые несколько уменьшаются за счет действия  $e_L$ .

При прохождении в главной цепи прерывистого тока равенство между э. д. с. двигателя и средним выпрямленным напряжением РВ с учетом падений напряжения  $\Delta E_1$ ,  $\Delta E_2$  и  $\Delta E_3$  нарушается, т. е. уравнение (III.25) для такого режима недействительно.

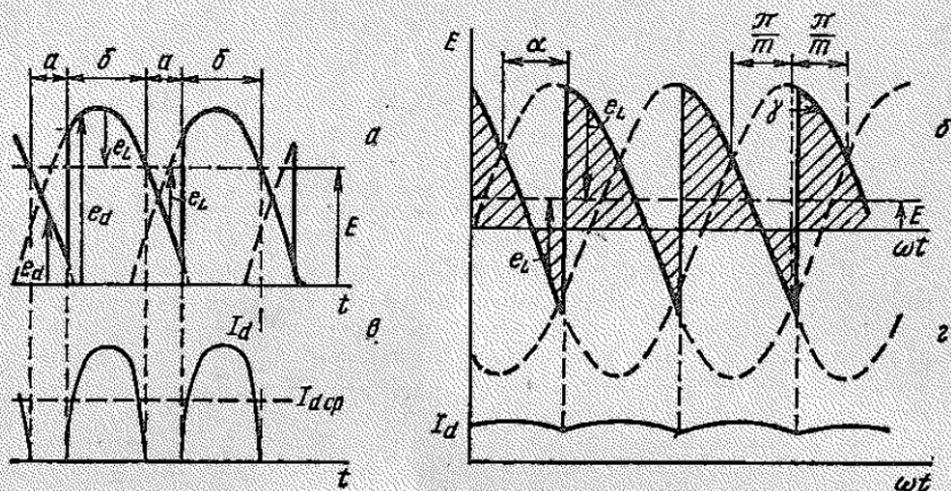


Рис. 40. Диаграммы выпрямленного напряжения (а и б) и анодных прерывистых (в) и непрерывного (г) токов

При прохождении прерывистых токов напряжение к двигателю подводится толчками, что сопровождается толчком тока в главной цепи. При этом из-за малого сопротивления якорной цепи толчки тока  $I_d$  достигают такой величины, что среднее значение тока  $I_{dcp}$  обеспечивает необходимый момент для преодоления нагрузки. Скорость двигателя при этом определяется мгновенными значениями  $e_d$  выпрямленного напряжения за время горения анода и э. д. с. двигателя при большой длине участка  $a$  может значительно превышать по величине среднее выпрямленное напряжение, определяемое по уравнению (III.25). Поэтому в системе УРВ—Д, когда ток становится прерывистым (это явление особенно наблюдается при холостом ходе двигателя), скорость двигателя возрастает. Одной из задач катодного дросселя является снижение критического значения тока (после которого выпрямленный ток становится прерывистым) и тем самым уменьшение роста скорости при малых нагрузках двигателя.

Механические характеристики системы УРВ—Д, определяемые по уравнению

$$n = \frac{E_{d0} \cos \alpha - \Delta E_1}{k_E \Phi_d} - \frac{\left( X_{\text{ТР}} \frac{m}{2\pi} + R_{\text{ТР}} + R_a \right)}{k_E \Phi_d} I_d \quad (III.26)$$

для выпрямительного режима работы, приведены на рис. 41, а (I квадрант).

В области непрерывных токов механические характеристики системы УРВ—Д сходны с характеристиками системы Г—Д. Крутизна их больше вследствие увеличенного падения напряжения в выпрямителе, вызванного главным образом снижением напряжения за счет перекрытия горения анодов ( $X_{\text{ТР}} \frac{m}{2\pi} I_d$ ). При переходе от малых нагрузок к холостому ходу имеет место крутой подъем характеристик, характеризующий появление прерывистых токов. Чем глубже регулирование РВ (чем больше угол регулирования  $\alpha$ ), тем больше величина тока, при котором начинается подъем скорости.

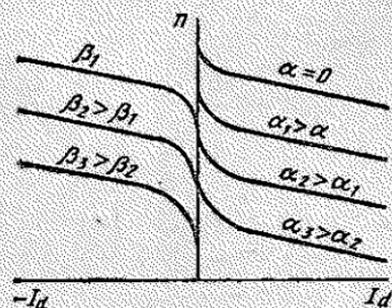


Рис. 41. Механические характеристики системы УРВ—Д

Отметим также, что при работе в выпрямительном режиме РВ трансформатор со стороны первичной обмотки является потребителем энергии, а со стороны вторичной обмотки является источником энергии, т. е. направление тока совпадает с напряжением э. д. с. вторичной обмотки.

#### 10. ИНВЕРТОРНЫЙ РЕЖИМ (ТОРМОЖЕНИЕ) В СИСТЕМЕ УРВ—Д

Процесс преобразования постоянного тока в переменный называется инвертированием тока.

При работе в тормозном генераторном режиме двигатель работает генератором, меняя направление тока в якорной цепи. Так как РВ пропускает ток только в одном направлении, то простым снижением выпрямленного напряжения РВ обеспечить получение тормозного режима невозможно. Для получения тормозного генераторного режима система УРВ—Д должна обеспечивать возможность прохождения тормозного тока в РВ от анода к катоду. Это значит, что положительный потенциал э. д. с. двигателя должен подаваться не на катод, а на анод РВ, что может быть обеспечено переключением якоря двигателя (положительный полюс двигателя присоединяется к нулевой точке вторичной обмотки трансформатора, а отрицательный к катоду) или подключением последнего на анод другого РВ. Кроме того, для рекуперации энергии в питающую сеть первичная обмотка трансформатора должна работать

в режиме источника энергии, а вторичная обмотка — в режиме потребителя энергии. Последнее условие будет обеспечиваться, если тормозной ток, проходящий через данный анод, будет направлен навстречу фазному напряжению вторичной обмотки, питающей данный анод, т. е. тормозной ток через данный анод должен проходить тогда, когда на него подается отрицательная волна напряжения трансформатора. Следовательно, отпирающий импульс при инверторном режиме должен подаваться на сетки в момент прохождения через данный анод отрицательной волны вторичного напряжения трансформатора. При этом э. д. с. двигателя  $E$  и э. д. с. самоиндукции  $e_L$  после переключения по величине превышают фазное напряжение трансформатора, обеспечивая на аноде положительный потенциал в течение всего периода прохождения через него тока торможения. На первом этапе инвертирования тока, помимо передачи энергии в цепь переменного тока, происходит также (как и в режиме выпрямления тока) накопление магнитной энергии в индуктивности. После того как мгновенное значение э. д. с.  $e_L$  становится больше э. д. с. двигателя  $E$ , накопленная энергия в индуктивности отдается в цепь переменного тока. Таким образом, в инверторном режиме э. д. с. двигателя  $E$  в момент открытия сеток больше э. д. с. трансформатора  $e_d$ , и сетки открываются в области отрицательных полувольт напряжения (рис. 42). Положительный потенциал на аноде для первой и второй фаз на рис. 42 заштрихован. Если предположить, что при работе первой фазы в инверторном режиме импульс для перехода на вторую фазу не подается до пересечения отрицательных полувольт первой и второй фаз, то это привело бы к горению анода первой фазы в положительный период, так как потенциал анода первой фазы был бы все время выше потенциала анода второй фазы и переход дуги на вторую фазу был бы невозможен. На аноде первой фазы действовала бы сумма э. д. с. двигателя  $E$  и э. д. с. трансформатора  $e_d$ , что привело бы к короткому замыканию и аварийному отключению установки. Поэтому дуга должна перейти на следующий анод до момента равенства фазных напряжений работающего и вступающего в работу анодов. Угол  $\beta$ , определяющий подачу сеточного управления отпирающего импульса для перехода дуги на следующий анод, называется углом опережения зажигания и отсчитывается от точки пересечения двух отрицательных полувольт напряжения. Как видно из рис. 42, связь между углом опережения зажигания  $\beta$  и углом запаздывания зажигания определяется равенством  $\beta = \pi - \alpha$ .

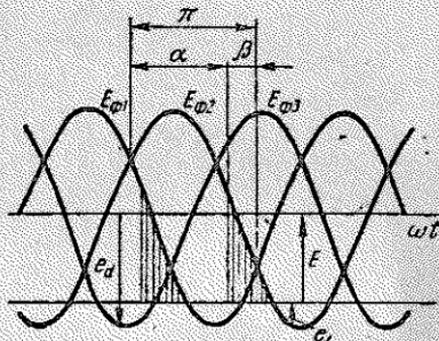


Рис. 42. Диаграммы фазных напряжений при инверторном режиме в системе УРВ-Д.

Минимально допустимое значение угла  $\beta$  определяется углом перекрытия горения анодов и времени дионизации пространства анод—катод и обычно составляет  $30^\circ$ . Таким образом, при инверторном режиме анод на время положительной волны напряжения трансформатора запирается сетками и отпирается на время прохождения отрицательной волны напряжения трансформатора, и энергия от двигателя передается через трансформатор в сеть переменного тока.

Определение среднего значения выпрямленного напряжения в инверторном режиме производится по формуле

$$E_{dн} = E_{d_0} \cos \beta + \Delta E_1 + I_d \left( X \frac{m}{2\pi} + R \right). \quad (\text{III.27})$$

Для плавного перехода от выпрямительного режима к инверторному необходимо, чтобы средние значения выпрямленных напряжений выпрямителя и инвертора были равны, т. е.  $E_d = E_{dн}$ .

Так как переход из выпрямительного режима в инверторный происходит при  $I_d = 0$  [13], то

$$\cos \alpha - \cos \beta = \frac{2 \Delta E_1}{E_{d_0}}. \quad (\text{III.28})$$

Для обеспечения инверторного режима работы в электроприводах прокатного производства преимущественное распространение получили системы с применением двух комплектов управляемых ртутных выпрямителей, которые особенно рациональны при реверсивной работе электроприводов.

## 11. СХЕМА ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ

Трехфазная встречно-параллельная схема (рис. 43, а) состоит из двух групп одноанодных вентилях: анодной (аноды вентилях этой группы электрически соединены между собой) и катодной или выпрямительной (катоды вентилях этой группы электрически соединены между собой).

Вторичная обмотка трансформатора ТРВ присоединена к анодам катодной группы вентилях  $УРВ1$ ,  $УРВ3$  и  $УРВ5$  и катодам анодной группы вентилях  $УРВ2$ ,  $УРВ4$  и  $УРВ6$ . Отличительная особенность этой схемы в том, что она требует обязательной установки одноанодных вентилях, так как катоды вентилях  $УРВ2$ ,  $УРВ4$  и  $УРВ6$  должны присоединяться к разным фазам трансформатора. Общие точки катодов и анодов соединены дросселями  $Др1$  и  $Др2$ . Якорь двигателя включается между нулевой точкой вторичной обмотки трансформатора и точкой соединения дросселей  $Др1$  и  $Др2$ . При одном направлении вращения двигателя используется одна из групп вентилях (например, катодная —  $УРВ1$ ,  $УРВ3$  и  $УРВ5$ ), для другого направления — вторая группа вентилях (анодная).

Анодные напряжения вентилях катодной группы ( $УРВ1$ ,  $УРВ3$  и  $УРВ5$ ) совпадают с фазными напряжениями вторичной

обмотки трансформатора, а анодные напряжения анодной группы ( $УРВ2$ ,  $УРВ4$  и  $УРВ6$ ) находятся в противофазе, т. е. сдвинуты на  $180^\circ$  относительно напряжений вторичной обмотки трансформатора (рис. 43, б).

Таким образом, вентили катодной группы работают в выпрямительном режиме в положительные полуволны фазных напряжений трансформатора, а вентили анодной группы работают в выпрямительном режиме в отрицательные полуволны фазных напряжений трансформатора, которые обеспечивают положительный потенциал на анодах.

Каждая группа вентиля имеет свою систему сеточного управления ( $ССУ1$  и  $ССУ2$ ), при помощи которой производится управление работой каждой группы.

При работе катодной группы вентиля в выпрямительном режиме (путь тока для одной фазы показан на рис. 45 сплошными стрелками) вентили анодной группы подготовлены для работы в инверторном режиме, и наоборот.

Во встречно-параллельной схеме одна и та же э. д. с. вторичной обмотки трансформатора обеспечивает ток в вентиле, работающем в выпрямительном режиме, и одновременно является противодействующей э. д. с. для тормозного тока двигателя при инверторном режиме, проходящего через другую группу вентиля под действием э. д. с. двигателя.

Так как анодные напряжения анодной и катодной групп вентиля находятся в противофазе, то сеточные напряжения и отпирающие импульсы групп, присоединенных к одной фазе вторичного напряжения трансформатора (например, для  $УРВ1$  и  $УРВ4$ ), должны находиться в противофазе.

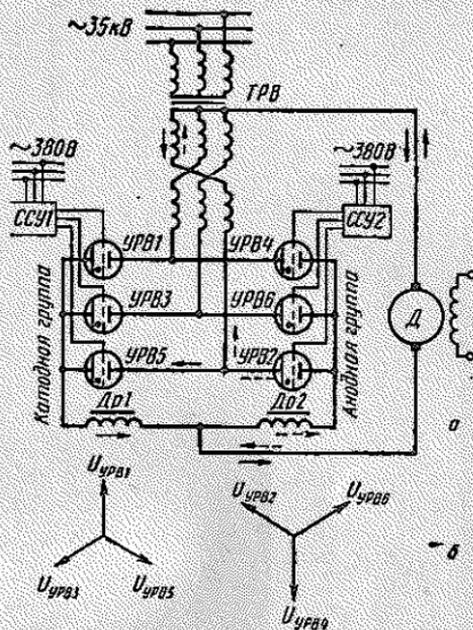


Рис. 43. Схема встречно-параллельного включения (а) и векторные диаграммы анодных напряжений (б).

## 12. ПЕРЕКРЕСТНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ УРВ—Д

Перекрестная схема в простейшем виде (рис. 44) находила широкое применение для питания реверсивных электроприводов, когда использовались многоанодные ртутные выпрямители. Для такой схемы необходимо применение двух комплектов УРВ ( $УРВ1$  и  $УРВ2$ ) и трехобмоточного трансформатора ТРВ с двумя вторич-

ными обмотками  $ТРВ1$  и  $ТРВ2$ , что увеличивает мощность силового трансформатора и удорожает установку. Вторичные обмотки трансформатора соединены по схеме «зигзаг», которая обеспечивает благоприятную внешнюю характеристику. Простая звезда вторичных обмоток дает резко падающую внешнюю характеристику. Каждый комплект УРВ имеет свою систему сеточного управления ( $ССУ1$  и  $ССУ2$ ). Якорь двигателя в этой схеме включается между катодами (или между нулевыми точками вторичных обмоток трансформатора). Характерным для такой схемы является то, что анодные напряжения  $УРВ1$  и  $УРВ2$  находятся в фазе. При одном направлении вращения двигателя один УРВ (например,  $УРВ1$ ) работает в выпрямительном режиме, а второй заперт и подготовлен для работы в инверторном режиме. Выпрямленный ток при этом идет через работающий анод и якорь двигателя, затем возвращается в нулевую точку работающей обмотки трансформатора ( $ТРВ1$ ).

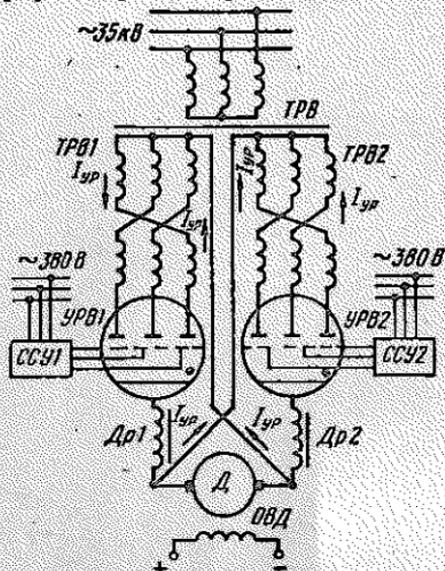


Рис. 44. Перекрестная схема системы УРВ—Д (для  $ТРВ2$  правая стрелка — вниз)

Режим работы УРВ изменяется при помощи систем сеточного управления  $ССУ1$  и  $ССУ2$ . Неравенство мгновенных напряжений РВ, работающих в выпрямительном и инверторном режимах, вызывает прохождение уравнивающего пульсирующего тока в контуре  $УРВ1—ТРВ2—УРВ2—ТРВ1$ , как это показано на рис. 44. Для ограничения величины уравнивающего тока в уравнивательный контур включаются катодные дроссели  $Др1$  и  $Др2$ .

При применении одноанодных вентилей перекрестная схема обеспечивает питание двигателей от вторичных обмоток трансформатора через мостовые схемы. Перекрестная схема проста для понимания и обладает большой гибкостью и высокой надежностью при эксплуатации.

Выбор схемы встречно-параллельного включения или перекрестного включения производится от назначения привода и экономичности систем. Схемы встречно-параллельного включения дают большой экономический эффект при большом числе приводов (например, привод роллангов) за счет значительной разницы в стоимости большого числа трансформаторов. В главных приводах и приводах высокой точности разница в стоимости значительно снижается.

Под коэффициентом полезного действия УРВ понимают отношение полезной мощности, отдаваемой РВ в цепь постоянного тока  $P_d$ , к мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P}, \quad (\text{III.29})$$

где  $\Delta P$  — потери мощности в дугах вентилей, в трансформаторе и реакторах, во вспомогательных (цепи возбуждения и управления) элементах устройства.

Если разделить потери мощности на потери мощности в трансформаторе и в вентилях, то к. п. д. УРВ можно рассматривать, как произведение к. п. д. трансформатора  $[\eta_{\text{тр}}]$  на к. п. д. вентилей  $(\eta_{\text{РВ}})$ , т. е.  $\eta = \eta_{\text{тр}} \eta_{\text{РВ}}$ .

Если в выражение для определения  $\eta_{\text{РВ}}$  не вводить потери мощности во вспомогательных устройствах, то

$$\eta_{\text{РВ}} \approx \frac{E_d}{E_d + \Delta E_1}. \quad (\text{III.30})$$

Как отмечалось, для РВ величина  $\Delta E_1$  практически постоянная при изменении нагрузки ( $\Delta E_1 = 18 \div 25$  В). Таким образом, в соответствии с формулой (III.30),  $\eta_{\text{РВ}}$  растет с ростом величины среднего выпрямленного напряжения  $E_d$ . Такой рост особенно ощутим в диапазоне малых и средних напряжений (примерно до 1000 В) не только потому, что  $\Delta E_1$  уменьшается относительно  $E_d$ , но еще и потому, что до перехода к высоким напряжениям потери мощности в РВ превышают обычно потери мощности в трансформаторе. При высоких напряжениях (при  $E_d = 20$  кВ  $\eta_{\text{РВ}} = 99\%$ )  $\eta_{\text{РВ}}$  мало влияет на общий к. п. д. и в этом случае определяется главным образом  $\eta_{\text{тр}}$ .

Сравнительно с к. п. д. системы Г—Д к. п. д. системы УРВ—Д более высок и почти не изменяется с уменьшением нагрузки (рис. 45). Этим определяется высокая экономичность системы.

Коэффициент мощности системы УРВ—Д в основном определяется степенью понижения выпрямленного напряжения. Как было показано, ток в каждой фазе появляется в момент подачи положительного импульса. А это значит, что при регулировании выпрямленного напряжения угол сдвига фазы между напряжением сети и первой гармоникой тока определяется углом регулирования. Без учета потерь в обмотках, перекрытия анода и искажения кривой тока при условии его непрерывности первая гармоника тока будет сдвинута относительно напряжения на угол

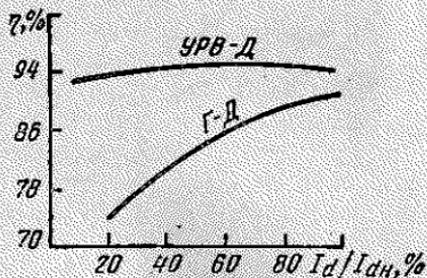


Рис. 45. Изменение  $\eta$  в системах УРВ-Д и Г-Д при изменении нагрузки двигателя

регулирования  $\alpha$ , т. е.  $\cos \varphi$  управляемого РВ может определяться как

$$\cos \varphi = \cos \alpha = \frac{E_d}{E_{dн}}, \quad (\text{III.31})$$

где  $E_d$  — среднее выпрямленное напряжение при зарегулированных сетках;

$E_{dн}$  — среднее выпрямленное напряжение при полностью открытых сетках.

Значительное ухудшение  $\cos \varphi$  при глубоком регулировании выпрямленного напряжения и сложность обеспечения генераторного торможения двигателя (инверторного режима) являются наиболее существенными недостатками систем управляемые вентильные преобразователи — двигатель.

Ухудшение коммутации двигателя и некоторое уменьшение его к. п. д. за счет увеличения потерь из-за пульсации выпрямленного тока также являются недостатками таких систем.

К недостаткам системы УРВ—Д также относится возможность обратных зажигания. Режим обратного зажигания заключается в том, что на одном или нескольких анодах появляется катодное пятно, в результате чего эти аноды теряют свои вентильные свойства и между «обратно горящими» анодами и остальными анодами возникает режим короткого замыкания. Обратное зажигание может быть вызвано неправильным температурным режимом, перегрузками, ухудшением вакуума и другими причинами и требует отключения или запираания РВ. Последующее включение РВ, как правило, обеспечивает нормальную работу без каких-либо дополнительных мер.

#### 14. РАБОТА ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Под тиристором обычно понимают управляемые кремниевые полупроводниковые приборы с  $p-n-p-n$ -структурой, имеющие характеристики регенеративных выключателей, в которых состояние проводимости возникает благодаря лавинному возрастанию числа носителей заряда. Такие приборы характеризуются компактностью, отсутствием подвижных частей. Они бесшумны в работе и обладают значительной вибростойкостью и ударостойкостью.

Основой тиристора является диск с четырьмя чередующимися слоями кремния  $n$  (электронная) и  $p$  (дырочная) проводимостей. Хрупкие кремневые электронно-дырочные переходы защищены от механических повреждений герметичным кожухом.

Тиристор (рис. 46) имеет три электрода — анод  $A$ , катод  $K$  и управляющий электрод  $УЭ$ . Для отвода тепла анод выполняется в виде болта, при помощи которого привинчивается к охладителю (радиатору). Тиристор имеет три  $p-n$ -перехода. В направлении от  $p$  к  $n$  обеспечивается хорошая проводимость тока, а в направле-

нии от  $n$  к  $p$  проводимость практически отсутствует. Как видно из рис. 46, *a*, при прямом направлении тока от анода к катоду запирающим является средний  $n$ — $p$ -переход, а при обратном направлении тока запирающими являются два  $n$ - $p$ -перехода. Тиристор работает как клапан и проводит ток только в одном направлении — от анода к катоду. При этом он, как и РВ, имеет только два состояния: открытое (ток проходит от анода к катоду) и закрытое (ток практически отсутствует).

На рис. 46, *б* приведена вольтамперная характеристика тиристора, на которой можно выделить следующие характерные области и точки:

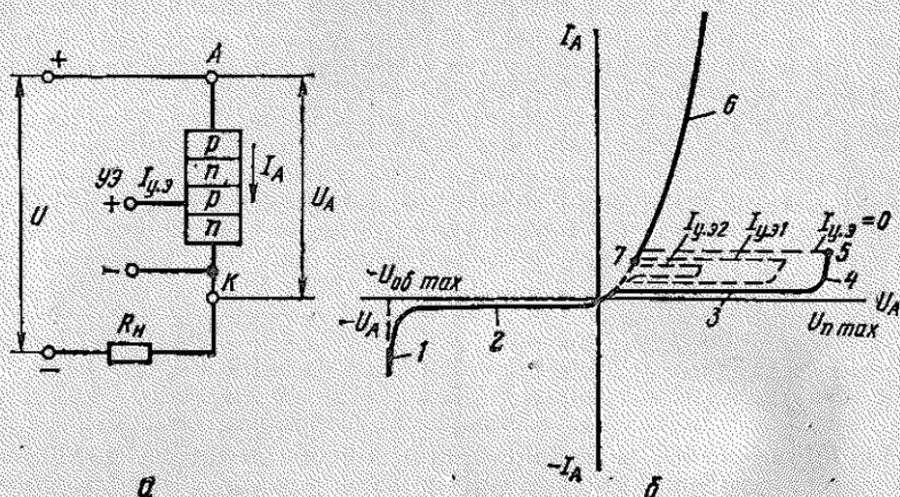


Рис. 46. Схема включения тиристорного преобразователя (*a*) и его вольтамперная характеристика (*б*)

1 — область обратного пробоя, характеризующуюся тем, что при изменении полярности напряжения на тиристоре и значении напряжения  $U_{об\ max}$  наступает пробой тиристора (большой ток при большом сопротивлении тиристора сопровождается большим выделением тепла);

2 — область запертого состояния в обратном направлении. Ток практически отсутствует благодаря двум  $n$ — $p$ -переходам;

3 — область запертого состояния в прямом направлении. Ток практически отсутствует благодаря одному  $n$ — $p$ -переходу;

4 — прямое напряжение включения. При достижении напряжения  $U_{n\ max}$  тиристор из запертого состояния переходит в состояние высокой проводимости;

5 — прямой анодный ток включения, определяющий момент перехода тиристора в состояние высокой проводимости;

6 — область высокой проводимости тиристора;

7 — удерживающий ток. Характеризует минимальную величину тока цепи нагрузки, при котором обеспечивается устойчивая работа тиристора в области высокой проводимости. Если ток в ти-

ристоре станет меньше удерживающего, то тиристор возвратится в запертое состояние.

Если через управляющий электрод пропустить ток  $I_{уэ}$ , то прямое напряжение ( $U_{п\max}$ ), при котором открывается тиристор, понижается, и при достаточной величине тока  $I_{уэ}$  область запертого состояния в прямом направлении исчезает, и в этом случае вольтамперная характеристика тиристора в I квадранте характеризуется только областью высокой проводимости (характеристика подобна вольтамперной характеристике диода).

Для открытия тиристора при наличии положительного потенциала на аноде через цепь управляющий электрод—катод необходимо пропустить достаточной величины импульс тока, при котором изменится полярность среднего  $n$ — $p$ -перехода. После открытия тиристора запереть последний при помощи управляющего электрода нельзя. Для закрытия тиристора необходимо отключение от питающего напряжения или изменение полярности его.

При работе тиристора в цепи переменного тока запираение тиристора, как и РВ, осуществляется самой питающей сетью в течение отрицательной полуволны напряжения (изменением полярности напряжения в аноде и катоде).

Изменение среднего выпрямленного напряжения в тиристорном преобразователе, как и в УРВ, определяется фазой отпирающего импульса относительно фазы питающего анодного напряжения.

Таким образом, в тиристорном преобразователе величина выпрямленного напряжения получается аналогично тому, как это происходит в управляемом ртутном выпрямителе в выпрямительном и в инверторном режимах. Все режимы работы системы УРВ—Д, уравнения и характеристики, описывающие эти режимы, полностью относятся и к системе ТП—Д.

Тиристоры характеризуются техническими параметрами, основными из которых являются:

1. Номинальное напряжение. Тиристоры характеризуются амплитудными значениями напряжения. Наибольшие максимально допустимые амплитудные напряжения лучших серийных тиристоров составляют 1600—2800 В.

При использовании тиристора для питания электроприводов рабочее напряжение для обеспечения надежной работы выбирают обычно не более 50% максимально допустимого. Для обеспечения высоких нагрузок по напряжению применяют последовательное соединение тиристорov.

2. Допустимая скорость нарастания напряжения  $dU/dt$ . Если подать на запертый тиристор скачкообразное анодное напряжение, меньшее, чем напряжение включения, то возможно ложное включение тиристора из-за появления емкостного тока закрытого  $n$ — $p$ -перехода. Емкостный ток, протекая через управляющий слой и катод, вызывает то же действие, что и ток управления. Для устра-

нения этого недостатка в мощных тиристорах конструктивно обеспечивается несколько путей для емкостного тока, шунтирующих управляющий переход, что позволяет получить высокие скорости нарастания напряжения. В лучших серийных тиристорах максимальное значение  $dU/dt$  составляет 200—300 В/мкс.

3. Номинальный ток. Плотность тока, проходящего через тиристор, ограничивается применяемыми способами теплоотвода. При хорошем теплоотводе тиристоры работают при длительной плотности тока до 160 А/см<sup>2</sup>. Ограничение номинального тока через тиристор возникает из-за трудности получения кремниевых пластин с однородной структурой. С экономической точки зрения в настоящее время для мощных тиристорov наиболее выгодным является номинальный ток 300—500 А. Большие токи получают применением параллельного соединения тиристорov.

4. Допустимая скорость нарастания тока  $dI/dt$ . Физические процессы включения тиристора под действием УЭ характеризуются тем, что в первый момент начинает проводить ток малый участок управляющего перехода, непосредственно примыкающий к УЭ, и только после некоторого времени проводимость распространяется на весь управляющий переход. Для типовых тиристорov с номинальным током 250 А необходимо 100 мкс, чтобы начал проводить весь управляющий переход. В случае, если скорость нарастания тока  $dI/dt$  велика, возможно разрушение той части управляющего электрода, которая начинает проводить. Во избежание этого ограничивают  $dI/dt$  включением дросселей в цепь тиристорov. Для высоковольтных тиристорov специальной конструкции максимальные значения  $dI/dt$  достигают до 100 А/мкс.

Тиристорные преобразователи для систем регулируемого электропривода имеют следующие преимущества по сравнению с другими преобразователями, которые обеспечили их широкое и быстрое внедрение [14]:

1) высокие энергетические показатели, так как при открытом тиристоре падение напряжения на нем составляет примерно 1 В (для ртутных выпрямителей 20 В). Это обеспечивает высокий к. п. д., который для ТП составляет 0,95—0,98, для РВ 0,80—0,92 и электромашинного преобразователя 0,75—0,85;

2) малая мощность управления, что позволяет применять стандартные логические элементы и интегральные схемы;

3) малые габариты и масса. На 1 кВт образованной мощности масса ТП равна 1,5—2 кг, УРВ 2—5 кг, электромашинного преобразователя — 15—20 кг;

4) большой срок службы (более 15000 ч) при общем календарном сроке до осмотра и ревизий не менее 5 лет;

5) тиристорный преобразователь практически является безынерционным элементом, постоянно готов к работе, не имеет вращающихся частей;

6) малые эксплуатационные затраты и простота резервирования.

Основным недостатком системы ТП—Д является, как и в системе УРВ—Д, значительное ухудшение  $\cos \varphi$  при глубоком регулировании выпрямленного напряжения и сложность обеспечения инверторного режима работы.

Построение систем управления тиристорами аналогично построению систем сеточного управления РВ. Отличие заключается в том, что тиристор управляется импульсами тока, а УРВ — импульсами напряжения (для отпираания тиристора необходимо брать источники с малым внутренним сопротивлением). При этом для открытия тиристора достаточен кратковременный импульс длительностью, измеряемой микросекундами (длительность импульса определяется временем нарастания тока тиристора до величины тока удержания), а для надежной работы РВ необходима длительность импульса отпирающего напряжения, равная времени горения дуги.

На управляющий импульс тиристора накладываются ограничения. Например, по напряжению между управляющим электродом и катодом, максимальному отрицательному напряжению между УЭ и катодом, максимальному прямому току УЭ, максимально допустимой мощности, выделяемой на управляющем электроде.

Обычно мощные ТП собираются из стандартных элементов и для питания электроприводов выпускаются в виде комплекта, включающего все элементы для управления и защиты.

### *15. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ*

В мощных приводах постоянного тока применяют мостовые трехфазные схемы тиристорных преобразователей. При необходимости получения инверторного режима применяется полностью управляемая мостовая схема, а для нереверсивных электроприводов, не требующих торможения с отдачей энергии в сеть, применяют более простую и дешевую полууправляемую трехфазную мостовую схему, представляющую последовательное соединение регулируемой (тиристорной) и нерегулируемой (диодной) частей моста, что снижает потребление реактивной мощности при малых скоростях привода.

Полностью управляемая мостовая тиристорная схема обеспечивает регулирование среднего выпрямленного напряжения от нуля до максимальной величины.

Обычно ТП оформляются в виде стандартных силовых блоков, состоящих из последовательно и параллельно соединенных тиристорных систем фазового управления, защиты и деления нагрузки. Каждый такой блок ТП эквивалентен одному тиристорному блоку большой мощности. Из таких силовых блоков создаются самые разнообразные схемы ТП на различные мощности. Для увеличения мощности ТП применяют параллельное соединение тиристорных блоков (мостов).

Схема силового тиристорного блока, включающая необходимые элементы, приведена на рис. 47. Два тиристора  $T$  соединены последовательно для унификации конструкции и использования тиристоров различных классов. Параллельно каждому  $T$  включается  $RC$ -цепочка, при помощи которой поддерживаются в динамических режимах равные напряжения на каждом последова-

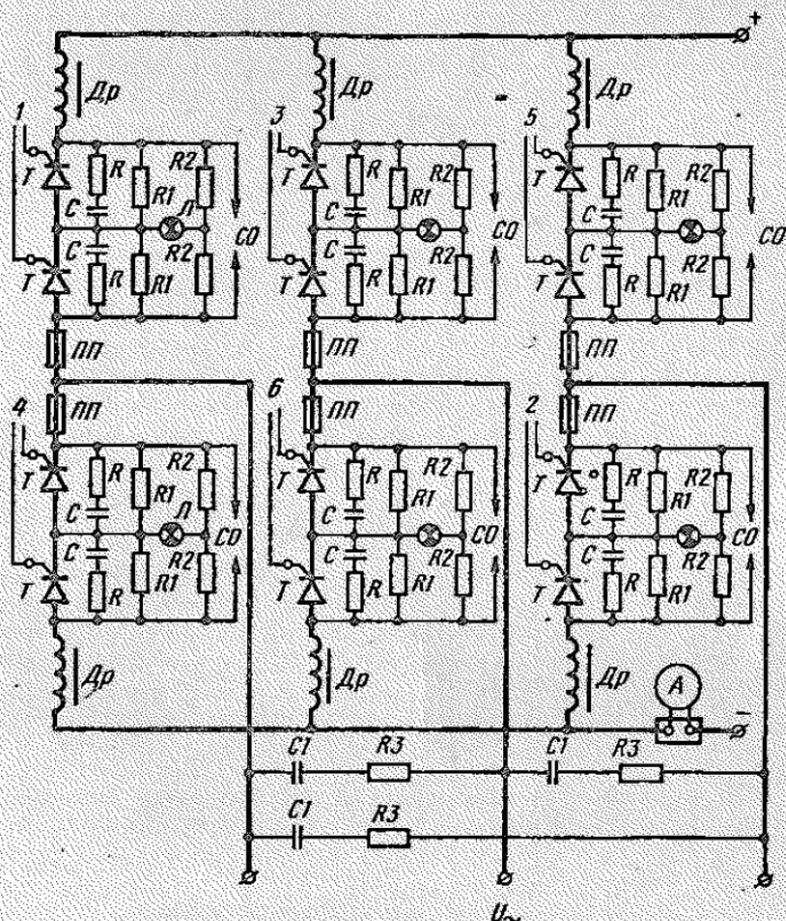


Рис. 47. Схема силового тиристорного блока

тельно соединенном тиристоре. Параметры этой цепочки с учетом дросселя  $D_p$  также определяют скорость нарастания приложенного к тиристору напряжения.

Неравномерность распределения напряжений между тиристорами в основном определяется различным временем восстановления запирающих свойств тиристорov.

При помощи дросселей  $D_p$  можно также ограничить скорость нарастания тока через  $T$  и обеспечить равномерную нагрузку при коммутации параллельно соединенных блоков тиристорov. Сопротивления  $R_1$  выравнивают обратные токи двух тиристорov, т. е. служат делителями постоянного напряжения.

Плавкие предохранители *ПП* защищают тиристоры от больших токов (токов короткого замыкания, возникающих при пробое тиристоров в каком-либо плече) и обеспечивают отключение поврежденных участков при параллельном соединении блоков. Неоновые лампы *Л* включены в мостовую схему из сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  и в случае повреждений тиристоров загораются. Селеновый ограничитель перенапряжений *СО*, подключенный параллельно двум последовательно соединенным *T* каждого плеча, ограничивает перенапряжения в переходных режимах. Амперметр с шунтом контролирует перегрузки и равномерность распределения тока при параллельной работе блоков.

Управление работой каждого тиристора обеспечивается при помощи каналов 1—6 фазового управления, номера которых указывают порядок работы тиристоров.

### 16. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Рассмотренные выше схемы УРВ для питания реверсивных электроприводов используются также и при применении ТП.

На рис. 48 приведена перекрестная схема с мостовыми схемами включения тиристоров, применяемая для питания мощных электроприводов, а также в приводах высокой точности.

Быстрое внедрение тиристорных преобразователей для питания регулируемых электроприводов во всех областях техники во всем диапазоне требуемых мощностей привело к разработке комплектных электроприводов, которые включаются непосредственно в сеть переменного напряжения. В таких установках используется одно из основных преимуществ ТП, заключающееся в том, что в комплект входит не только силовое оборудование в виде рассмотренных стандартных блоков, но и система регулирования скоростью электропривода. Непосредственное включение ТП в сеть переменного тока привело к разработке специальных схем

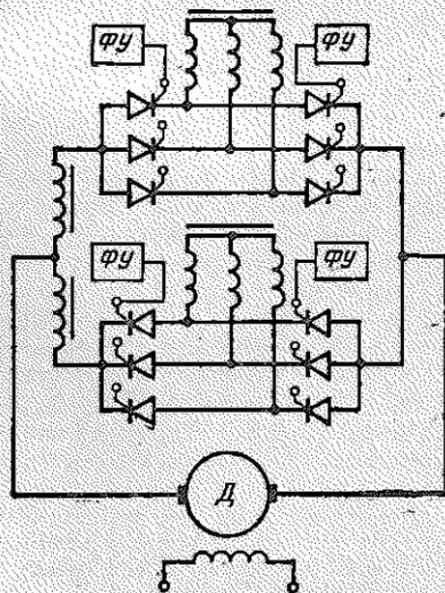


Рис. 48. Перекрестная схема с применением мостовых схем для питания мощных приводов

для обеспечения требуемых режимов работы электропривода. На рис. 49, а приведена схема силовой цепи непосредственного включения ТП в сеть для питания реверсивных электроприводов. Как видно из рисунка, в схеме используются два трехфазных моста, из которых один работает в выпрямительном режиме,

а второй — в инверторном. Общая точка анодной группы одного моста соединена через дроссели  $Dp$  с общей точкой катодной группы другого моста. Якорь двигателя включен между средними точками дросселей  $Dp$ .

На рис. 49, б приведены графики фазных напряжений, а на рис. 49, в — анодных токов моста, работающего в выпрямительном режиме. В катодной (нечетной) группе при выпрямительном режиме в течение каждой трети периода работает тиристор с наиболее высоким потенциалом анода, а в анодной (четной) группе в этот же момент времени работает тот тиристор, потенциал катода которого более отрицателен. В любой момент времени в трехфазной мостовой схеме (исключая время коммутации анодов) работают два тиристора: один — в катодной группе, другой — в анодной. На рис. 49 в выпрямительном режиме в нулевой момент времени работают

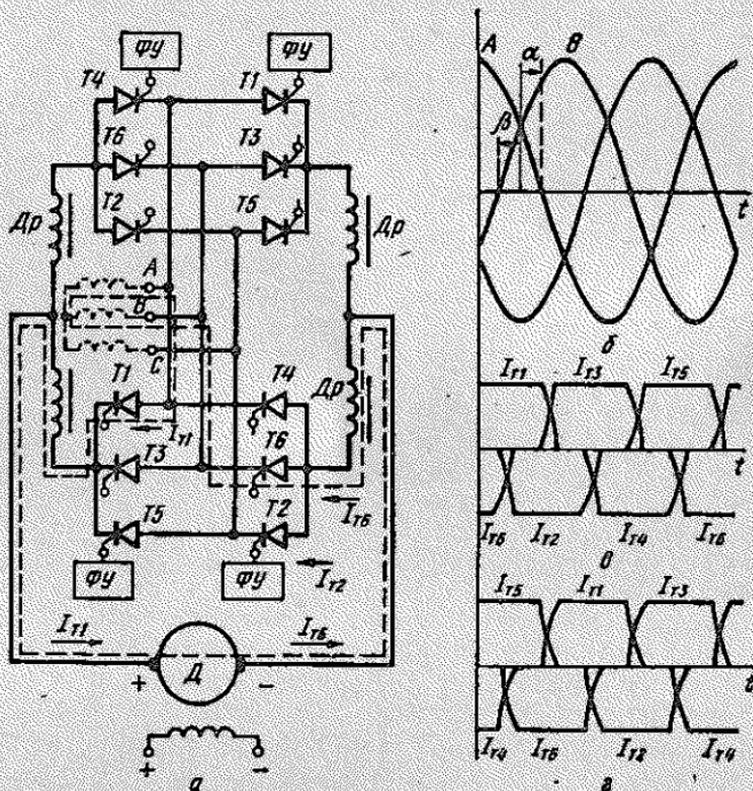


Рис. 49. Схема включения тиристорного преобразователя в сеть (а), графики фазового напряжения (б) и анодных токов выпрямительного (в) и инверторного (г) режимов работы

тиристоры  $T1$  и  $T6$  (на схеме прохождения тока показано пунктиром).

При инверторном режиме общая точка анодной группы является положительным полюсом инвертора, а отрицательным полюсом является общая точка катодной группы. При этом тиристоры

анодной группы работают при положительных полуволнах фазных напряжений сети и токи направлены навстречу этим напряжениям (рис. 49, з).

В катодной группе инверторному режиму отвечают отрицательные полуволны других фаз в этот же момент времени, и токи в катодной группе тиристоров также направлены навстречу напряжениям.

## 17. ФАЗОИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СТАТИЧЕСКИМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Для изменения величины среднего выпрямленного напряжения, подводимого к двигателю, наибольшее распространение получил фазоимпульсный способ управления статическими преобразователями (СП), обеспечивающий формирование последовательности

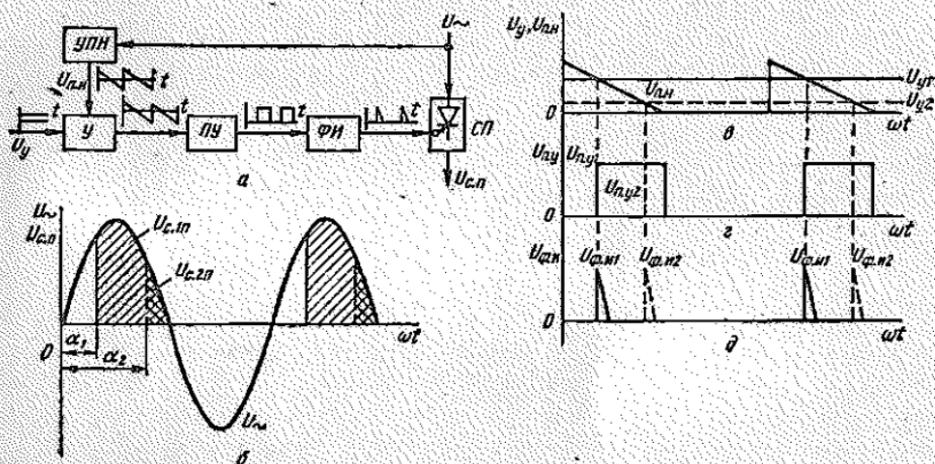


Рис. 50. Структурная схема системы вертикального фазо-импульсного управления (а), графики фазового и выпрямленного напряжений (б), напряжений сравнения  $U_y$  и  $U_{пн}$  (в), напряжения промежуточного усилителя  $U_{п.у}$  (г), напряжения отпирающего импульса  $U_{ф.п}$  (д)

управляющих импульсов, фаза которых в зависимости от входного сигнала системы управления изменяется относительно анодного напряжения СП.

Для надежного включения СП управляющие импульсы должны иметь определенные параметры по величине напряжения, тока, длительности, ширине и крутизне переднего фронта.

Одним из наиболее распространенных способов управления фазой отпирающего импульса является так называемый вертикальный принцип, обеспечивающий широкий диапазон изменения фазы и практически безынерционность управления.

Структурная схема системы вертикального управления и диаграммы, поясняющие принцип ее работы, приведены на рис. 50.

Вертикальное управление основано на том, что на входе усилителя  $У$  производится сравнение регулируемого постоянного управ-

вляющего напряжения  $U_y$  с периодически изменяющимся (обычно пилообразным или синусоидальным) напряжением  $U_{п.н}$  (опорным напряжением), вырабатываемым узлом УПН и синхронизированным с питающей сетью преобразователя  $U_T$ . В момент равенства напряжений  $U_y$  и  $U_{п.н}$  (разность напряжений меняет свой знак) усилитель У вырабатывает на выходе управляющий импульс, который усиливается промежуточным усилителем ПУ ( $U_{п.у}$ ).

Выходной сигнал  $U_{п.у}$  промежуточного усилителя ПУ поступает на формирователь импульсов ФИ, который генерирует на выходе управляющий импульс  $U_{ф.н}$  требуемой мощности, крутизны и ширины для статического преобразователя.

Изменение фазы управляющего импульса  $U_{ф.н}$  (изменение средневыпрямленного напряжения  $U_{с.н}$ ) достигается изменением регулируемого постоянного управляющего напряжения  $U_y$  (на рис. 50 показано изменение фазы  $U_{ф.н}$  для двух величин управляющего напряжения).

Системы управления фазой отпирающего импульса по вертикальному принципу обеспечивают получение диапазона изменения фазы от нуля до  $160-250^\circ$  и могут быть идентичными для управления УРВ и тиристорами и в то же время различными. Как указывалось, длительность сеточного импульса для УРВ должна быть равна продолжительности горения анода (для большинства схем  $120^\circ$ ), а при управлении тиристорами продолжительность импульса составляет  $100-200$  мкс при значительно меньшей мощности управления и при отсутствии запирающего напряжения. Во избежание повреждения управляющего перехода параметры управляющего импульса тиристоров не должны превышать предельных значений напряжения и силы тока (например, для тиристоров ВКДУ  $I_{y\max} = 10A$ ,  $U_{y\max} = 40B$ ).

Система вертикального управления СП состоит из одинаковых каналов управления на каждый анод. Каждый канал управления имеет все элементы, изображенные на структурной схеме рис. 50, а.

## 18. СТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КАК ОБЪЕКТ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Управляемый статический преобразователь обеспечивает изменение среднего выпрямленного напряжения по нелинейному закону  $E_d = E_{d_0} \cos \alpha$ .

Узел фазового управления, как отмечалось выше, является импульсным элементом, преобразующим непрерывную функцию входного управляющего сигнала в дискретную функцию моментов зажигания каждого вентиля. Поэтому динамические качества управляемых статических преобразователей необходимо оценивать совместно с системами фазового управления.

Управление вентиляльными преобразователями обычно строят таким образом, чтобы в отсутствие управляющего сигнала обеспе-

чивалось нулевое значение выпрямленного напряжения, т. е. системе фазового управления заранее задается смещение, обеспечивающее сдвиг фазы отпирающего импульса на угол  $\alpha_0 = 90^\circ$ . В этом случае при расчетах целесообразно пользоваться не углами регулирования  $\alpha$ , а их приращениями  $\pm\varphi$ . Тогда среднее значение выпрямленного напряжения

$$E_d = E_{d_0} \cos(\alpha_0 \pm \varphi) = E_{d_0}^{\prime} \cos(90 \pm \varphi) = E_{d_0}^{\prime} \sin \varphi, \quad (\text{III.32})$$

где  $+\varphi$  — соответствует положительному управляющему сигналу и СП работает в выпрямительном режиме;  
 $-\varphi$  — соответствует отрицательному управляющему сигналу и СП работает в инверторном режиме.

Рассматривая статический преобразователь как звено системы автоматического регулирования, сделаем следующие допущения:

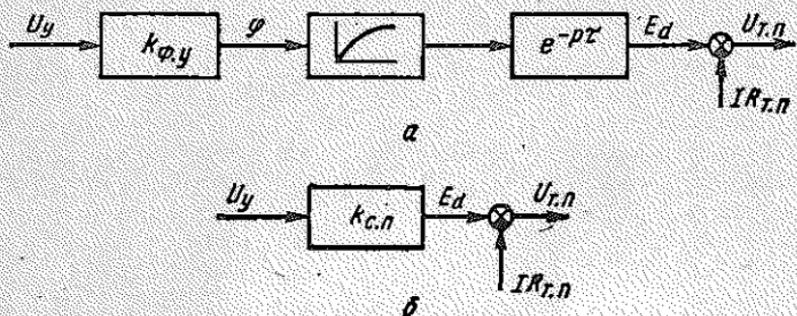


Рис. 51. Полная (а) и упрощенная (б) структурные схемы вентиляльного преобразователя

1. СП как источник среднего выпрямленного напряжения работает в режиме непрерывного тока и имеет статическую характеристику, определяемую уравнением  $E_d = E_{d_0} \sin \varphi$ .

2. Пренебрегаем падением напряжения в СП и временем коммутации.

3. Вследствие дискретности моментов зажигания каждого вентиля в статических преобразователях имеет место чистое запаздывание, среднестатистическое значение которого равно

$$\tau = T/2m, \quad (\text{III.33})$$

где  $T$  — период питающего напряжения;

$m$  — число фаз выпрямителя.

4. Системы фазового управления, находящиеся в эксплуатации, характеризуются либо постоянной времени цепи управления (системы, в которых угол регулирования определяется током управления в индуктивной цепи), либо чистым запаздыванием (системы, построенные на основе однополупериодных магнитных усилителей), либо передаточным коэффициентом усилительного звена (транзисторные системы управления, работающие по вертикальному принципу).

Как отмечалось, в настоящее время системы фазового управления строятся с использованием безынерционных элементов при управлении по вертикальному принципу. Передаточный коэффициент системы

$$k_{\phi, \gamma} = \frac{\Delta\phi}{\Delta U_{\gamma}}, \quad (\text{III.34})$$

где  $\Delta\phi$  — приращение угла регулирования;  
 $\Delta U_{\gamma}$  — приращение управляющего напряжения.

Таким образом, при принятых допущениях статический преобразователь представляет разомкнутую систему с одним управляющим воздействием и может быть представлен структурной схемой (рис. 51, а), где нелинейность выходного напряжения преобразователя в функции приращения угла регулирования  $\phi$  представлена нелинейным звеном [15]. Для случая, когда длительность возмущающего сигнала много больше  $\tau$ , запаздыванием преобразователя можно пренебречь, и если рассматривать переходные процессы при неглубоком регулировании относительно установившегося режима, то и нелинейностью СП также можно пренебречь и в упрощенном виде СП можно представить схемой, приведенной на рис. 51, б.

### 19. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для плавного и глубокого регулирования скорости вращения исполнительных механизмов в прокатном производстве широко применяют электроприводы постоянного тока. Для этого необходимо преобразование переменного тока в постоянный, что сопровождается дополнительными капиталовложениями и потерей энергии. В случае необходимости ступенчатого регулирования скорости вращения, а также при одновременном регулировании скорости вращения большого числа двигателей или при регулировании высокоскоростных двигателей в прокатных цехах применяют регулирование асинхронных двигателей, чаще всего с короткозамкнутым ротором, как более простых в конструктивном отношении и более экономичных в эксплуатации.

В прокатных цехах применяют также регулирование скорости вращения включением сопротивления в цепь ротора фазного асинхронного двигателя.

Показатели этого способа регулирования и область применения аналогичны показателям и области применения для двигателей независимого возбуждения при включении сопротивления в цепь якоря.

Наибольшее распространение в прокатных цехах получили способы регулирования, основанные на изменении синхронной скорости вращения магнитного поля.

Синхронная скорость вращения асинхронных двигателей определяется известной формулой (II.65).

Анализ этой формулы показывает, что изменение синхронной скорости вращения  $n_0$  возможно за счет изменения числа пар полюсов  $p$  и частоты  $f_1$  питающего напряжения двигателя.

В прокатных цехах находят широкое применение синхронные двигатели для приводов, не требующих регулирования скорости вращения. Однако интенсивные разработки статических преобразователей частоты привели к расширению применения СД и для регулируемых электроприводов за счет изменения частоты  $f_1$  питающего напряжения.

## 20. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ

Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей изменением числа пар полюсов возможно только в специальных двигателях, для которых каждая фаза статорной обмотки выполняется из отдельных частей. Например, двухскоростной двигатель имеет обмотку каждой фазы, состоящей из двух одинаковых частей. Изменяя направление тока в различных частях обмотки каждой фазы, получают в двигателе две различные скорости.

Электромашиностроительные заводы изготавливают двух-, трех- и четырехскоростные двигатели. Трехскоростные имеют две независимые статорные обмотки, из которых одна обеспечивает получение двух скоростей переключением, а третью скорость дает вторая обмотка, имеющая отличное от первой обмотки число пар полюсов.

Четырехскоростные двигатели имеют по две статорные обмотки, каждая из которых обеспечивает получение двух различных скоростей.

Такие двигатели обеспечивают ступенчатое регулирование скорости в диапазоне 8:1. При этом регулирование скорости вращения может быть осуществлено как при постоянном моменте, так и при постоянной мощности.

## 21. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧАСТОТЫ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Плавное изменение синхронной скорости вращения магнитного поля асинхронного двигателя, как это следует из уравнения  $n_0 = 60f_1/p$ , возможно только за счет плавного изменения частоты  $f_1$  напряжения, подводимого к двигателю. В случае, если асинхронный двигатель получает питание от синхронного генератора (СГ), то, как следует из приведенного уравнения, плавное изменение частоты возможно только за счет плавного изменения скорости вращения синхронного генератора. Широкие пределы изменения частоты напряжения СГ требуют широких пределов изменения скорости его вращения. Это приводит к необходимости в качестве приводного двигателя СГ применять двигатель постоянного тока независимого возбуждения, управляемого по системе Г—Д или СП—Д. В прокатном производстве этот способ имеет широкое применение для питания двигателей рольгангов с индивидуальным приводом. Общая принципиальная схема регулирования скорости вращения асинхронного двигателя изменением частоты напряжения синхронного генератора представлена на рис. 52.

Из схемы видно, что СГ приводится во вращение двигателем постоянного тока ДП, управляемым по системе ТП—Д. Мощностью СГ при одновременной работе всех регулируемых двигателей  $АД_1, \dots, АД_n$  должна быть равна суммарной мощности двигателей с учетом их к. п. д. Мощность приводного двигателя ДП без учета потерь в СГ должна быть равна мощности СГ, а мощность тиристорного преобразователя Т соответственно должна равняться мощности ДП. Если принять за 100% мощность регулируемых

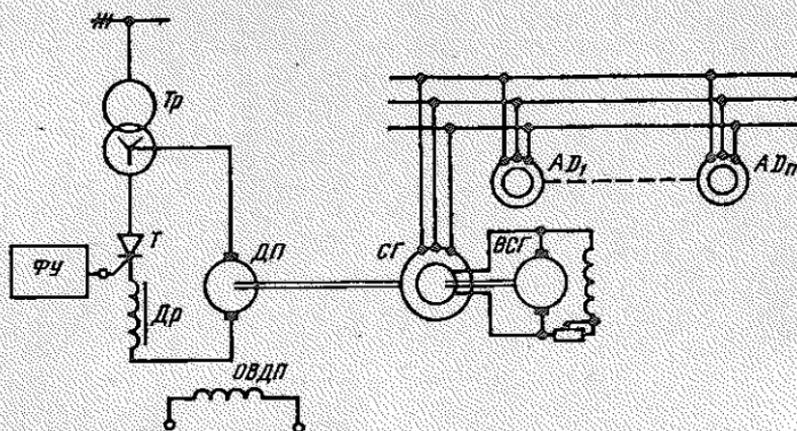


Рис. 52. Схема регулирования скорости вращения асинхронного двигателя изменением частоты питающего напряжения

асинхронных двигателей, то установленная мощность преобразовательных установок без учета потерь равна 300%. При этом составной частью преобразовательной установки частоты является сложная и дорогостоящая система ТП—Д для управления двигателем ДП.

Для асинхронного двигателя можно принять, что э. д. с., наводимая в обмотке статора, практически равна подводимому к двигателю напряжению:

$$E_1 = 4,44kw_1f_1\Phi = cf_1\Phi \approx U_\Phi. \quad (III.35)$$

Формула показывает, что изменение частоты питающего напряжения приводит в зависимости от величины напряжения к изменению магнитного потока двигателя. Например, если величина напряжения  $U_\Phi$  при регулировании частоты остается неизменной, то магнитный поток двигателя изменится обратно пропорционально частоте. При уменьшении частоты  $f_1$  магнитный поток двигателя возрастает, а следовательно, происходит увеличение тока холостого хода. Поэтому диапазон изменения частоты для серийных двигателей ограничен.

При изменении частоты, как следует из уравнений (II.83) и (II.84), меняется величина критического скольжения ( $s_k =$

$= \frac{R_2'}{X_1 + X_2'} \Big)$  и максимального момента, развиваемого двигателем:

$$M_{\max} = \frac{3U_{\Phi}^2}{2\omega_0 (X_1 + X_2')}.$$

Учитывая, что в выражении максимального момента при изменении частоты пропорционально изменяются индуктивные сопротивления и синхронная скорость вращения, получим, что при  $U_{\Phi} = \text{const}$  максимальный момент двигателя будет меняться обратно пропорционально квадрату частоты:

$$M_{\max} \sim \frac{U_{\Phi}^2}{f_1^2}. \quad (\text{III.36})$$

Величина критического скольжения обратно пропорциональна частоте

$$s_k \sim 1/f_1, \quad (\text{III.37})$$

а угловая синхронная скорость вращения пропорциональна частоте

$$\omega_0 \sim \frac{2\pi f_1}{p}. \quad (\text{III.38})$$

Искусственные механические характеристики асинхронного двигателя при изменении частоты питающего напряжения для случая  $U_{\Phi} = \text{const}$  представлены на рис. 53, а.

Регулирование скорости изменением частоты при  $U_{\Phi} = \text{const}$  происходит при постоянной мощности.

Постоянство напряжения ( $U_{\Phi} = \text{const}$ ) в рассматриваемой схеме обеспечивается регулированием напряжения возбудителя ВСГ. Для привода рольгангов при регулировании частотой желательно иметь жесткие механические характеристики при высокой перегрузочной способности. Для обеспечения постоянной перегрузочной способности двигателя последний должен работать с постоянным потоком. Как следует из формулы (III.35), для этого необходимо при изменении частоты соответственно менять напряжение, т. е. обеспечивать

$$\frac{U_{\Phi}}{f_1} = \text{const}. \quad (\text{III.39})$$

Изменение напряжения при изменении частоты в рассматриваемой схеме на рис. 52 обеспечивается автоматически в соответствии с уравнением (III.35).

Изменение напряжения СГ при изменении частоты в соответствии с уравнением (III.35) приводит к тому, что максимальный момент двигателя остается постоянной величиной, а величина критического скольжения и синхронная скорость вращения меняются в соответствии с уравнениями (II.83) и (II.65).

Искусственные механические характеристики асинхронного двигателя при изменении частоты питающего напряжения для случая  $U_\phi/f_1 = \text{const}$  представлены на рис. 53, б. Регулирование скорости происходит при постоянном моменте.

При регулировании скорости вращения асинхронного двигателя изменением частоты к. п. д. самих двигателей получается

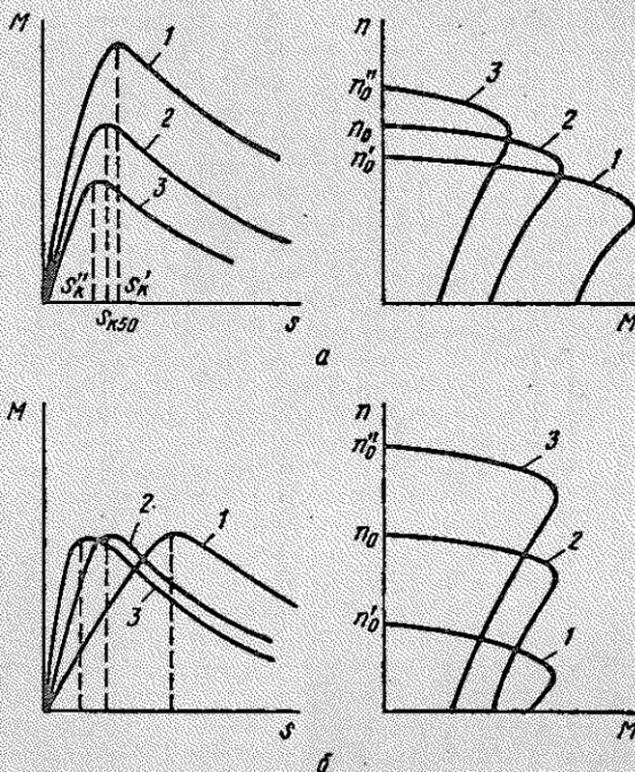


Рис. 53. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании скорости вращения изменением частоты при постоянной мощности (а) и постоянном моменте (б):

1 —  $f_1 < 50$  Гц; 2 —  $f_1 = 50$  Гц; 3 —  $f_1 > 50$  Гц

высоким, и этот метод регулирования можно было бы считать экономичным, если бы не трехкратное преобразование энергии и потери в преобразовательных агрегатах.

## 22. ТИРИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Электромашинные преобразователи частоты включают вращающиеся электрические машины, имеют механический метод управления частотой, громоздки в своем исполнении. Развитие силовой полупроводниковой техники привело к созданию регулируемых электроприводов переменного тока, получающих питание от статических преобразователей частоты.

В настоящее время для управления двигателями переменного тока находят применение тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ) двух основных классов: преобразователи частоты с непосредственной связью и преобразователи частоты с промежуточной цепью постоянного тока [2].

На рис. 54, а приведена схема тиристорного преобразователя частоты с непосредственной связью. Каждая фаза двигателя полу-

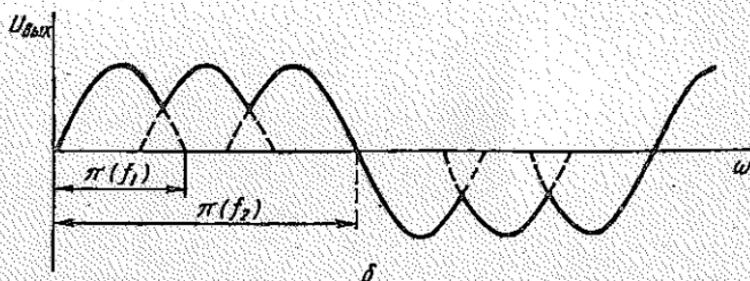
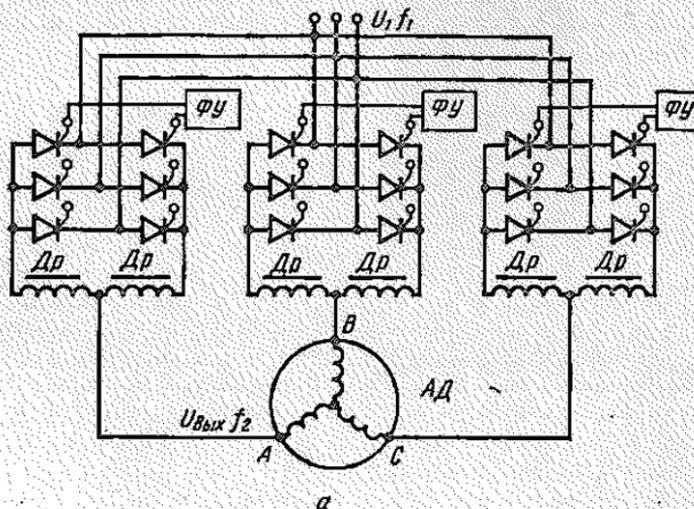


Рис. 54. Схема (а) и график выходного напряжения (б) тиристорного преобразователя частоты с непосредственной связью

чает питание через трехфазную полностью управляемую мостовую схему тиристорных преобразователей.

В этой схеме при положительной волне выходного напряжения фазы ток пропускает катодная группа моста, а при отрицательной волне выходного напряжения ток пропускает анодная группа моста данной фазы тиристорного преобразователя. Частота выходного напряжения  $f_2$  определяется временем пропуска тока обеими группами моста данной фазы (один период выходного напряжения).

На рис. 54, б приведена кривая выходного напряжения для случая открывания тиристоры в точке естественного зажигания.

Таким образом, в тиристорных преобразователях частоты с непосредственной связью каждая полуволна выходного напряжения получается в результате выпрямления соответствующего числа полуволн напряжения сети, т. е. вторичная частота преобразователя должна быть ниже частоты сети. Изменение величины выходного напряжения обеспечивается соответствующим регулированием угла  $\alpha$ , который определяет моменты открывания тиристора.

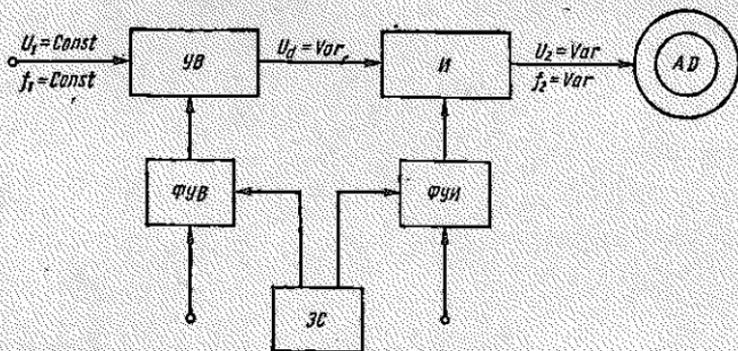


Рис. 55. Структурная схема статического преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Считают, что для сети 50 Гц верхний предел выходной частоты не должен превышать 20 Гц. Поэтому ТПЧ с непосредственной связью находят применение для приводов со сравнительно тихходными двигателями.

В момент переключения ТПЧ при работе с катодной группы на анодную и наоборот возможна одновременная работа двух вентилях этих групп, подключенных к разным фазам сети. Это приводит к появлению уравнивающих токов. Для ограничения этих токов в схему моста включены дроссели  $D_p$ , которые одновременно сглаживают форму выходного напряжения.

К преимуществам рассмотренного типа тиристорных преобразователей частоты относят [2] высокий к. п. д. в результате однократного преобразования энергии и отсутствие принудительной коммутации.

Недостатками являются: снижение частоты выходного напряжения относительно частоты питающего; большое число силовых тиристоров, сложность схемы фазового управления ими; невысокий коэффициент мощности.

Для привода высокоскоростных станов и механизмов в прокатном производстве наибольшее применение могут получить тиристорные преобразователи частоты с промежуточной цепью постоянного тока и с принудительной коммутацией.

Структура построения схем с такими преобразователями решает задачу аналогично схемам электромашинных преобразователей частоты.

На рис. 55 представлена структурная схема статического преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока [2].

Преобразователь состоит из двух силовых элементов: управляемого статического выпрямителя  $УВ$  и управляемого статического инвертора  $И$ .

Входом  $УВ$  является питающее переменное напряжение неизменной величины  $U_1$  и постоянной частоты  $f_1$ , а выходом — регулируемое среднее выпрямленное напряжение  $U_d$ , которое подается на вход инвертора  $И$ . Выходом инвертора является переменное напряжение, регулируемое по частоте ( $f_2 = \text{var}$ ) и величине ( $U_2 = \text{var}$ ), для питания асинхронного двигателя. При инверторном режиме поток электрической мощности переходит от источника постоянного тока в цепь переменного тока. Отдача или прием мощности зависят от того, совпадают ли по направлению э. д. с. и ток в данном источнике или они направлены противоположно.

$УВ$  и  $И$  имеют свои системы управления ( $ФУВ$  и  $ФУИ$ ), обеспечивающие раздельное регулирование напряжением и частотой. Этим обеспечивается требуемое соотношение между  $U$  и  $f$ , которое устанавливается узлом задания скорости ( $ЗС$ ). Такой ТПЧ может работать в широком диапазоне частот и позволяет регулировать частоту как вверх, так и вниз от частоты питающей сети.

Верхний предел частоты ограничивается временем восстановления запирающего действия тиристорov и составляет сотни герц. Нижний предел частоты практически от нуля.

На рис. 5б, а приведена схема тиристорного преобразователя частоты с промежуточной цепью постоянного тока.

Трехфазные ТП с принудительной коммутацией для питания двигателей переменной частотой имеют, как правило, промежуточную цепь постоянного тока ( $УВ$ ) со сглаживающим  $LC$ -фильтром ( $\Phi$ ) и инвертор ( $И$ ), обведенные на схеме пунктиром.

$УВ$  представляет собой полностью управляемую тиристорную мостовую схему, позволяющую изменять среднее выпрямленное напряжение  $U_d$  от 0 до  $U_{dн}$ .

Инвертор  $И$  состоит из шести управляемых тиристорov  $T1—T6$  и шести диодов  $D1—D6$ , включенных по трехфазной мостовой схеме, как показано на схеме.

Преобразование постоянного напряжения в трехфазное переменное осуществляется принудительной коммутацией тиристорov  $T1—T6$ . Так как в тиристоре управляющий импульс может влиять только на начало протекания тока через  $T$ , но не на его прерывание, то для прерывания тока в схемах с принудительной коммутацией служит коммутирующий конденсатор, разряжающийся через работающий  $T$  в обратном направлении.

Получение переменного тока на выходе  $И$  достигается коммутацией тиристорov в определенной последовательности. На рис. 5б, б приведены диаграммы, иллюстрирующие чередование работы отдельных тиристорov в рассматриваемой мостовой схеме для каждой фазы статорной обмотки асинхронного двигателя.

Каждый тиристор пропускает полный ток в одну шестую часть периода выходной частоты. В эту часть периода два тиристора

другой группы пропускают по половине полного тока, при этом направление этих токов в соответствующих фазах асинхронного двигателя противоположно направлению полного тока в своей

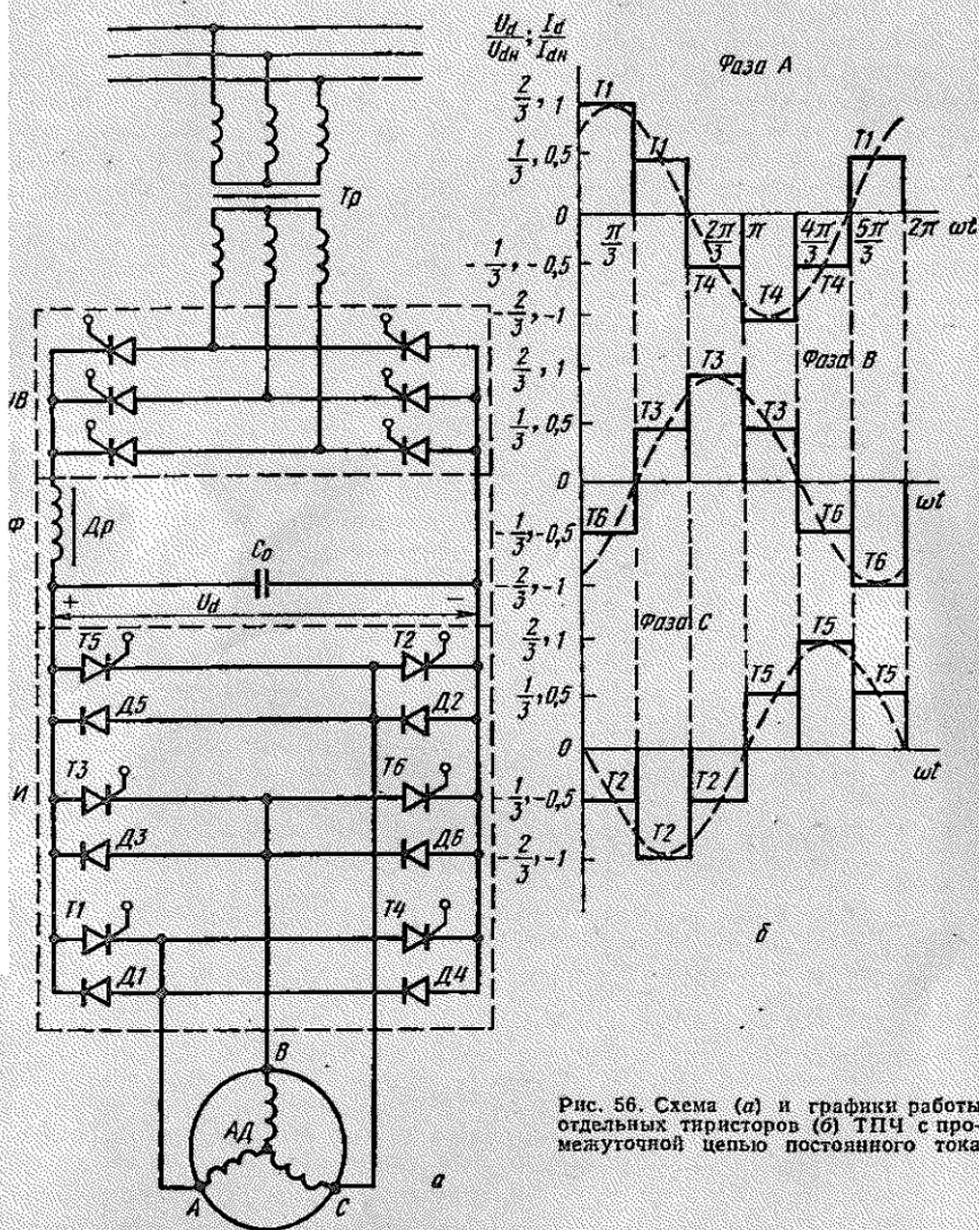


Рис. 56. Схема (а) и графики работы отдельных тиристоров (б) ТПЧ с промежуточной цепью постоянного тока

фазе. Последовательность открывания тиристоров на полный ток отвечает их нумерации на схеме. Когда полный ток пропускает тиристор  $T_1$  (анодная группа), то через фазу  $A$  двигателя проходит также полный ток от начала фазы к концу, а через фазы  $B$  и  $C$  и, следовательно, тиристоры  $T_2$  и  $T_6$  (катодная группа) —

половинный ток в направлении от конца фазы к началу. При этом фаза двигателя, пропускающая полный ток, принимает на себя  $\frac{2}{3}$  напряжения источника питания  $U_d$ , а параллельно работающие другие фазы в данную часть периода принимают на себя по  $\frac{1}{3}$  напряжения  $U_d$ . Через угол  $\pi/3$  полностью открывается тиристор  $T2$  (фаза  $C$ ), а параллельно работающие тиристоры  $T1$  и  $T3$  пропускают половинный ток и т. д. Таким образом, к каждой фазе двигателя прикладывается ступенчатая форма выходного напряжения (см. рис. 56, б).

Разность между прямоугольной и основной гармонической напряжением воспринимают индуктивные элементы, входящие в цепь инвертора.

Для поддержания баланса мощности в реактивных элементах нагрузки в схему включены диоды возвратного тока  $D1-D6$ . Диоды вступают в работу, когда мгновенные значения токов направлены противоположно мгновенным значениям напряжения и через диоды реактивная мощность двигателя возвращается к конденсатору  $C_0$ .

Заметим, что величина напряжения на выходе инвертора регулируется изменением среднего выпрямленного напряжения  $UB$ , а частота — изменением частоты отпирающих импульсов.

## Глава IV

### ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

#### 1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ

В замкнутых системах автоматического управления под действием различных возмущений возникает переходный процесс, характеризующий переход системы из одного установившегося состояния к другому. Характер переходного процесса зависит от свойств и характеристик системы, от ее начального состояния и от вида возмущения. Как отмечалось, основным требованием работоспособности замкнутой системы управления является ее устойчивая работа. Однако устойчивость является хотя и основным, но недостаточным условием для суждения о работоспособности замкнутых систем автоматического управления.

К числу основных требований, которым должна удовлетворять замкнутая система автоматического управления, помимо обеспечения устойчивой работы, относятся:

- 1) минимальное отклонение регулируемой величины от желаемого значения (минимальная ошибка регулирования);
- 2) обеспечение необходимого качества переходных процессов (быстродействие, величина перерегулирования, колебательность процесса, время затухания переходного процесса и др.).

Ответ может быть получен, если решить дифференциальные уравнения, описывающие систему управления, и построить кривую переходного процесса регулируемой величины во времени.

Реальные системы в общем случае нелинейны и описываются дифференциальными уравнениями высокого порядка. Аналитическое исследование таких систем представляет большие принципиальные и вычислительные трудности, и практически единственным методом полного исследования является математическое моделирование на АВМ. Поэтому на практике получили распространение приближенные косвенные методы исследования переходных процессов, позволяющие сравнительно простыми способами делать необходимые заключения о переходном процессе.

Основными приемами упрощения (идеализации) систем являются замена действительных нелинейных уравнений соответствующим образом подобранными линейными уравнениями (линеаризация элементов системы) и допущение о мгновенности изменения координат элементов, переходные процессы в которых протекают достаточно быстро по отношению к другим элементам системы.

При инженерных расчетах и исследованиях замкнутых САУ наиболее распространенными методами анализа по передаточным функциям являются частотные методы, которые основаны на рассмотрении поведения системы по ее частотным характеристикам и позволяют исследовать реакцию системы на сигналы различного вида.

## 2. ЧАСТОТНЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА

В случае подачи на вход разомкнутой одноконтурной системы гармонического колебания синусоидального типа с угловой частотой  $\omega$  (для удобства синусоидальную функцию, изображаемую на комплексной плоскости вектором, заменяют показательной функцией с чисто мнимым показателем  $A_{вх}e^{j\omega t}$ ) на выходе системы в установившемся режиме также получим синусоидальные колебания, имеющие другую амплитуду и фазу, т. е.  $A_{вых}e^{j(\omega t + \varphi)}$ . Отношение выходного синусоидального сигнала к входному синусоидальному сигналу характеризует частотную передаточную функцию

$$W(j\omega) = \frac{A_{вых}e^{j(\omega t + \varphi)}}{A_{вх}e^{j\omega t}} = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (IV.1)$$

где  $A(\omega)$  — модуль (отношение амплитуд сигналов);

$\varphi(\omega)$  — фазовый угол.

Частотную передаточную функцию получают простой подстановкой в передаточную функцию системы или звена вместо оператора  $p$  величины  $j\omega$ .

Геометрическое место концов векторов  $W(j\omega)$ , построенных для различных частот, носит название амплитуднофазовой характеристики.

Отметим, что частота  $\omega_c$ , при которой амплитуднофазовая характеристика обеспечивает усиление амплитуды, равное единице, называется частотой среза.

К основным частотным характеристикам системы и их звеньев следует отнести:

1) амплитуднофазовую характеристику

$$W(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = P(\omega) + jQ(\omega); \quad (IV.2)$$

## 2) амплитудночастотную характеристику

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}; \quad (IV.3)$$

## 3) фазочастотную характеристику

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}. \quad (IV.4)$$

Если на систему в качестве возмущения действует не простое синусоидальное колебание, а произвольная функция времени, то такую функцию можно разложить на простые синусоидальные составляющие. Результат воздействия функции получается в этом случае (система линеаризована) как сумма воздействий от отдельных гармонических.

Метод амплитуднофазовых характеристик требует сравнительно трудоемкой вычислительной работы для определения отдельных точек характеристики. Этот метод используют обычно при анализе сложных систем с перекрещивающимися обратными связями. В случае, если многоконтурная система может быть приведена к одноконтурной, наиболее эффективным и удобным является метод логарифмических частотных характеристик разомкнутых систем регулирования. Размыкание замкнутой системы при этом производится в цепи главной единичной обратной связи относительно рассматриваемого возмущения системы.

В этом случае передаточный коэффициент  $k$  — безразмерная величина (коэффициент усиления).

Связь между формой логарифмической частотной характеристики разомкнутой системы и реакцией замкнутой системы обычно устанавливают для единичного скачкообразного изменения задания.

Если прологарифмировать выражение, определяющее амплитуднофазовую характеристику  $W(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$ , то получим

$$\ln W(j\omega) = \ln A(\omega) + j\varphi(\omega). \quad (IV.5)$$

Таким образом, логарифм амплитуднофазовой характеристики является комплексным числом, в котором действительная часть равна логарифму модуля, а мнимая часть — фазовому углу.

Графическое изображение каждой из частей полученного комплексного числа в функции логарифма частоты представляет соответственно логарифмическую амплитудночастотную  $[L(\omega) = \ln A(\omega)]$  и логарифмическую фазочастотную  $[\varphi(\omega)]$  характеристики.

При изображении логарифмической амплитудночастотной характеристики  $L(\omega)$  по оси ординат принято откладывать не  $\ln A$ , а пропорциональную ему величину  $20 \lg A$ , называемую усилением системы регулирования и измеряемую в децибелах, а по оси абсцисс — логарифмы частоты (при этом удобнее в соответствующих точках отмечать не  $\ln \omega$ , а величину  $\omega$ ).

Значение функции  $L(\omega)$  в децибелах определяется из выражения  $L(\text{дБ}) = 20 \lg A$ . Следует помнить, что в системах автоматического управления число  $A$  может иметь размерность. Согласованность размерности необходимо выдерживать.

Удобство пользования логарифмическими характеристиками определяется тем, что истинные амплитудночастотные характеристики, которые являются кривыми, заменяются приближенными отрезками прямых линий — асимптотами, что упрощает их построение. Наклон этих прямых характеризует усиление и его чаще всего выражают в децибелах на декаду.

Декада характеризует интервал частот, отличающихся друг от друга в 10 раз.

Например, изменение частот в интервале от  $\omega_1 = 1 \frac{1}{c}$  до  $\omega_2 = 1000 \frac{1}{c}$  содержит 3 декады ( $\lg \frac{\omega_2}{\omega_1} = \lg 1000 = 3$ ), каждая из которых на оси логарифма частот будет иметь одинаковую длину. Отсюда интервал, соответствующий отношению частот  $\omega_2/\omega_1$ , будет иметь число декад, равное  $\lg \omega_2/\omega_1$ . Так как логарифм

для равен бесконечности, то ось абсцисс (частот) не имеет нулевой отметки и начинается с любой, не равной нулю, частоты в зависимости от конкретных условий задачи. Ось же ординат разбивается на равные деления и имеет нулевую отметку (ноль дБ), соответствующую коэффициенту усиления системы, равному единице.

Логарифмические амплитудночастотные характеристики сложных систем целесообразно представлять в виде комбинации более простых логарифмических амплитудночастотных характеристик, т. е. получать ее сложением асимптотических логарифмических характеристик отдельных звеньев.

При построении логарифмической фазочастотной характеристики по оси ординат откладывается величина  $\varphi(\omega)$  в градусах или радианах. Фазовая характеристика  $\varphi(\omega)$  определяется по передаточной функции разомкнутой системы, рассматриваемой как произведение составляющих ее сомножителей. Фаза произведения определяется как алгебраическая сумма фазовых углов отдельных сомножителей. Знак фазового угла берется положительным, когда сомножитель находится в числителе, и отрицательным, если сомножитель находится в знаменателе. Фазовый угол  $j\omega$  равен  $90^\circ$ , а фазовый угол сомножителя вида  $(1 + j\omega T)$  определяется как  $\text{arctg } \omega T$ .

Например, для функции, частотная передаточная функция которой равна

$$W(j\omega) = \frac{1 + j\omega T_1}{j\omega(1 + j\omega T_2)}, \quad (IV.6)$$

фазовая характеристика

$$\varphi(\omega) = \text{arctg } \omega T_1 - 90^\circ - \text{arctg } \omega T_2. \quad (IV.7)$$

### 3. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТДЕЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ

*Интегрирующее звено.* Важное значение в системе автоматического управления электроприводами имеют астатические системы, которые получают введением интегрирующих звеньев в систему. Число интегрирующих звеньев определяет порядок астатизма. В астатической системе первого порядка имеется одно интегрирующее звено с передаточной функцией

$$W(p) = k/p. \quad (IV.8)$$

Частотная передаточная функция интегрирующего звена

$$W(j\omega) = k/j\omega. \quad (IV.9)$$

Модуль этой функции

$$A(\omega) = k/\omega. \quad (IV.10)$$

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика интегрирующего звена

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega) = 20 \lg \frac{k}{\omega} = 20 \lg k - 20 \lg \omega \text{ дБ}. \quad (IV.11)$$

Для частоты  $\omega = 1$   $L(1) = 20 \lg k - 20 \lg 1 = 20 \lg k$  дБ. Через декаду, т. е. для частоты  $\omega = 10$ ,  $L(10) = 20 \lg k - 20$  дБ. Поэтому наклон логарифмической амплитудночастотной характеристики интегрирующего звена

$$\frac{L(10) - L(1)}{1 \text{ декада}} = \frac{20 \lg k - 20 - 20 \lg k}{1} = -20 \text{ дБ/дек}. \quad (IV.12)$$

Так как ось абсцисс проходит через нулевую отметку, соответствующую коэффициенту усиления системы, равному единице, то пересечение логарифмической амплитудночастотной характеристики с осью абсцисс происходит в точке, определяющей частоту среза  $\omega_c$  ( $\omega_c$  при  $|A| = 1$ ). Отсюда  $1 = k/\omega_c$ , т. е. для астатической системы первого порядка частота среза равна коэффициенту уси-

ления системы регулирования  $\omega_c = k$ . Системы, которые имеют наклон логарифмической амплитудночастотной характеристики 20 дБ/дек, называют системами

Логарифмическая фазочастотная характеристика интегрирующего звена  $\varphi(\omega) = -90^\circ$ .

На рис. 57, а приведена логарифмическая амплитудночастотная характеристика интегрирующего звена для случая  $k = 100$ .

Инерционное звено. Передаточная функция инерционного звена

$$W(p) = \frac{k}{1 + pT} \quad (IV.14)$$

Частотная передаточная функция инерционного звена

$$W(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega T} = \frac{k(1 - j\omega T)}{1 + \omega^2 T^2} = \frac{k}{1 + \omega^2 T^2} - j \frac{k\omega T}{1 + \omega^2 T^2} \quad (IV.14)$$

Модуль этой функции

$$A(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} = \sqrt{\frac{k^2}{(1 + \omega^2 T^2)^2} + \frac{k^2 \omega^2 T^2}{(1 + \omega^2 T^2)^2}} = \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \quad (IV.15)$$

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика инерционного звена

$$L(\omega) = 20 \lg \frac{k}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{1 + \omega^2 T^2} \quad (IV.16)$$

При малых частотах, когда  $\omega^2 T^2 \ll 1$ ,  $L(\omega) = 20 \lg k - 20 \lg 1 = 20 \lg k$ , усиление не зависит от частоты и характеристика параллельна оси абсцисс.

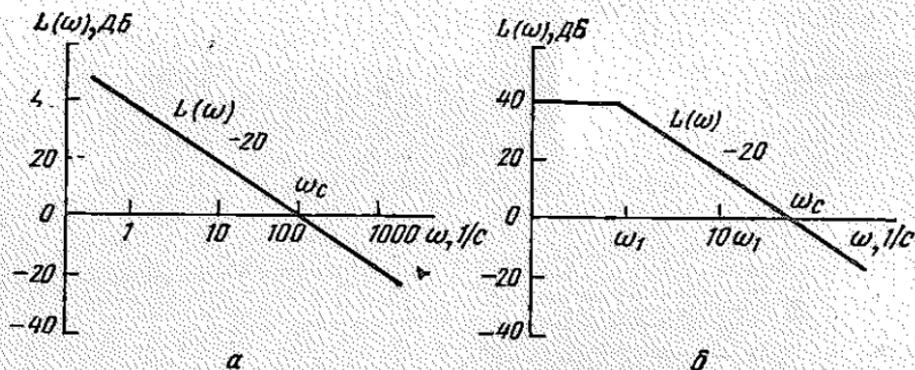


Рис. 57. Логарифмические амплитудночастотные характеристики интегрирующего (а) и инерционного (б) звеньев

Такие системы, которые не имеют наклона логарифмической амплитудночастотной характеристики, называют системами 0.

При частотах, когда  $\omega^2 T^2 \gg 1$ :

$$L(\omega) = 20 \lg k - 20 \lg(\omega T) \quad (IV.17)$$

Наклон этого участка характеристики получим, взяв разность  $L(\omega)$  для частот, отличающихся в 10 раз (через декаду):

$$L(10\omega) - L(\omega) = 20 \lg k - 20 \lg(10\omega T) - 20 \lg k + 20 \lg(\omega T) = -20 \lg 10 - 20 \lg(\omega T) + 20 \lg(\omega T) = -20 \text{ дБ/дек.}$$

Логарифмическая амплитудночастотная характеристика инерционного звена представляется двумя отрезками прямых (рис. 57, б) с наклоном 0 и -20 дБ/дек. Такие системы называют системами 0—1.

Частота сопряжения  $\omega_1$  этих отрезков, являющаяся общей частотой для двух отрезков, определяется из уравнения

$$20 \lg k = 20 \lg k - 20 \lg(\omega_1 T), \quad (IV.18)$$

откуда частота сопряжения

$$\omega_1 = 1/T. \quad (IV.19)$$

Системы регулирования имеют значения  $k \gg 1$ . Практически при  $k = 5$  можно частоту среза для характеристики 0—1 (с ошибкой не более 4%) найти из выражения [16]

$$\omega_c \approx k\omega_1. \quad (IV.20)$$

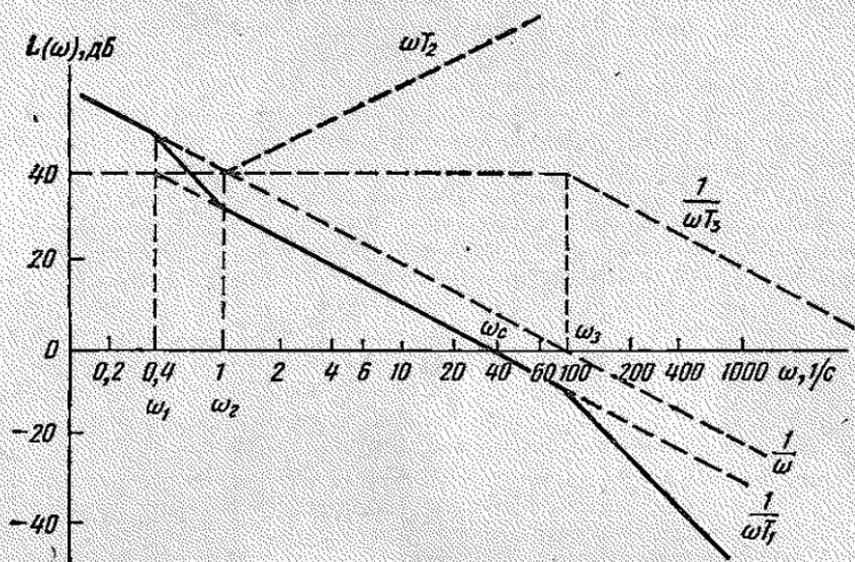


Рис. 58. Построение результирующей амплитудночастотной характеристики

Логарифмическая фазочастотная характеристика инерционного звена

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)} = \text{arctg}(-\omega T). \quad (IV.21)$$

*Последовательное соединение звеньев.* Частотная передаточная функция последовательно соединенных звеньев, равная произведению частотных передаточных функций звеньев, может быть выражена как дробь, у которой числитель и знаменатель состоят из нескольких сомножителей вида  $(1 + j\omega T)$ . Так как процесс логарифмирования сомножителей представляется суммой логарифмов этих сомножителей, то при последовательном соединении интегрирующих и инерционных звеньев логарифмическая амплитудночастотная характеристика является суммой логарифмических характеристик, т. е. приближенно изображается сопряженными прямолинейными отрезками. Частоты сопряжения отрезков определяются постоянными времени отдельных звеньев, а наклон каждого из отрезков изменяется на  $-20$  дБ/дек, если сомножитель в знаменателе, и на  $+20$  дБ/дек, если он в числителе.

В качестве примера построения суммарной логарифмической амплитудночастотной характеристики рассмотрим разомкнутую систему с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{k(1 + pT_2)}{p(1 + pT_1)(1 + pT_3)} \quad (IV.22)$$

при  $k = 100$ ,  $T_1 = 2,5$  с,  $T_2 = 1$  с и  $T_3 = 0,01$  с.

Сопрягающие частоты  $\omega_1 = \frac{1}{T_1} = 0,4$  1/с;  $\omega_2 = \frac{1}{T_2} = 1$  1/с;  $\omega_3 = \frac{1}{T_3} = 100$  1/с.

Учитывая, что логарифм коэффициента усиления приводит к смещению составляющих характеристики на постоянную величину, равную  $20 \lg k = 20 \lg 100 = 40$  дБ, строим логарифмические амплитудночастотные характеристики каждого звена пунктирными линиями (рис. 58), а сплошной линией — результирующую амплитудночастотную характеристику. Данная система является системой 1—2—1—2. Частота среза  $\omega_c$  системы определяется пересечением оси частот с результирующей амплитудночастотной характеристикой.

Логарифмическая фазочастотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -90^\circ - \operatorname{arctg} \omega T_1 + \operatorname{arctg} \omega T_2 - \operatorname{arctg} \omega T_3 \quad (\text{IV.23})$$

или, выражая постоянные времени через сопрягающие частоты:

$$\varphi(\omega) = -90^\circ - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_1} + \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_2} - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_3}. \quad (\text{IV.24})$$

Для обеспечения необходимой точности и устойчивой работы систем регулирования применяют различные способы улучшения характеристик системы при помощи корректирующих звеньев, обеспечивающих последовательную или параллельную стабилизацию системы.

Рассмотренный способ построения суммарных логарифмических характеристик разомкнутых систем относится к случаю замкнутых систем с жесткой единичной обратной связью. Как было показано, системы управления с последовательной коррекцией характеризуются тем, что они имеют число замкнутых контуров регулирования с жесткой единичной обратной связью, равное числу регулируемых величин. Поэтому в системах с применением последовательной коррекции суммарные логарифмические характеристики получаются суммированием логарифмических характеристик объекта регулирования и регулятора.

#### 4. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

При создании систем автоматического регулирования необходимо обеспечить достаточный запас устойчивости для быстрой ликвидации переходного режима при случайных возмущениях.

Для того чтобы система автоматического регулирования, описываемая линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами, была устойчивой, необходимо и достаточно, чтобы корни характеристического уравнения были отрицательны, а комплексные корни имели отрицательную вещественную часть.

Учитывая, что для решения задач, связанных с анализом устойчивости, необходимо знать только знаки вещественных частей корней характеристического уравнения и нет необходимости в знании их численного значения, существуют правила или критерии, позволяющие, не решая дифференциального уравнения, установить, устойчива или неустойчива система [2, 17].

При частотном анализе переходных процессов для возможности суждения об устойчивости замкнутой системы обычно используется амплитуднофазовый критерий (критерий Найквиста). Согласно этому критерию, если система автоматического регулирования устойчива в разомкнутом состоянии и ее амплитуднофазовая характеристика не охватывает точку с координатами  $(-1, j0)$  при изменении частоты от 0 до  $+\infty$ , то и в замкнутом состоянии эта система будет устойчивой.

Амплитуднофазовая характеристика охватывает точку  $(-1, j0)$ , если эта точка остается внутри контура, образованного амплитуднофазовой характеристикой и отрезком, соединяющим точки характеристики при  $\omega = 0$  и  $\omega = +\infty$ .

На рис. 59, а показана амплитуднофазовая характеристика устойчивой системы, а на рис. 59, б — неустойчивой.

Положение вектора комплексного передаточного коэффициента  $W(j\omega)$  амплитуднофазовой характеристики для соответствующего значения частоты

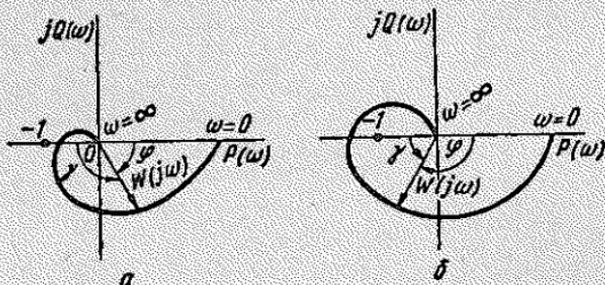
определяется фазовым углом, отсчитываемым от вещественной положительной оси  $P(\omega)$ .

Положение вектора  $W(j\omega)$  может определяться также углом  $\gamma$ , который называется избытком фазы и отсчитывается от вещественной отрицательной оси  $P(\omega)$ .

Связь между фазой и избытком фазы  $\gamma(\omega) = 180^\circ + \varphi(\omega)$ . Значение  $\varphi(\omega)$  берется с учетом знака.

Для большинства задач регулирования можно сформулировать упрощенный метод для определения устойчивости систем с обратной связью.

Рис. 59. Амплитуднофазовые характеристики устойчивой (а) и неустойчивой (б) систем



На границе устойчивости, согласно критерию Найквиста, амплитуднофазовая характеристика проходит через точку  $(-1, j0)$ . Это значит, что частота  $\omega_{с1}$  характеристики, соответствующая этой точке, обеспечивает усиление, равное единице, т. е. является частотой среза. Фаза, соответствующая этой частоте,  $\varphi_1 = -180^\circ$ , а избыток фазы  $\gamma_1 = 0$ . Наклон логарифмической амплитудночастотной характеристики в этом случае равен  $-40$  дБ/дек.

На рис. 60 амплитуднофазовая характеристика, проходящая через точку  $(-1, j0)$ , имеет коэффициент усиления  $k_1$  и вектор комплексного коэффициента усиления  $W_1$ . Если в системе увеличить только коэффициент усиления до  $k_2$  ( $k_2 > k_1$ ), то это приведет к изменению амплитуднофазовой характеристики, которая сместится влево и будет охватывать точку  $(-1, j0)$ , т. е. при таком передаточном коэффициенте по критерию Найквиста система неустойчива. При этом амплитуднофазовая характеристика пересечет единичную окружность в точке с частотой среза  $\omega_{с2}$ , а вектор  $W_2$  имеет фазу  $\varphi_2$  более отрицательную, чем  $-180^\circ$ , и, значит, избыток фазы  $\gamma_2$  будет отрицательным. В этом случае наклон логарифмической амплитудночастотной характеристики больше чем  $-40$  дБ/дек.

Рис. 60. Амплитуднофазовые характеристики при различных коэффициентах усиления системы

Таким образом, системы, имеющие положительный избыток фазы при частотах среза, устойчивы, а системы, имеющие отрицательный избыток фазы при частотах среза, неустойчивы. Это дает возможность сформулировать следующий приблизительный (практический) способ определения устойчивости системы:

наклон логарифмической амплитудночастотной характеристики (ЛАХ) в области частот, где усиление равно единице, должен быть меньше  $40$  дБ/дек, т. е. пересечение ЛАХ с осью абсцисс должно происходить с наклоном ее при частоте среза в  $-20$  дБ/дек.

Следует помнить, что в каждом сомнительном случае необходимо использовать классические способы определения устойчивости (например, критерии Найквиста, Михайлова и др.).

## 5. ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

Для обеспечения необходимой точности и устойчивой работы систем регулирования применяют различные способы улучшения характеристик систем при помощи корректирующих звеньев, обеспечивающих последовательную или параллельную стабилизацию системы. Обычно предъявляемые требования к стабилизации являются обязательными для сравнительно узкой области частот, соответствующей частоте управляющих сигналов. В системах электропривода прокатными станами процесс регулирования происходит при низкой частоте управляющих сигналов. Поэтому системы автоматического регулирования при низких частотах должны обеспечивать высокое усиление системы в соответствии с требуемой точностью, а при высоких частотах — малое усиление или необходимое смещение фазы, чтобы обеспечить устойчивую работу при высокочастотных помехах.

Основные динамические свойства замкнутой системы могут быть получены на основании анализа логарифмических амплитудночастотных характеристик

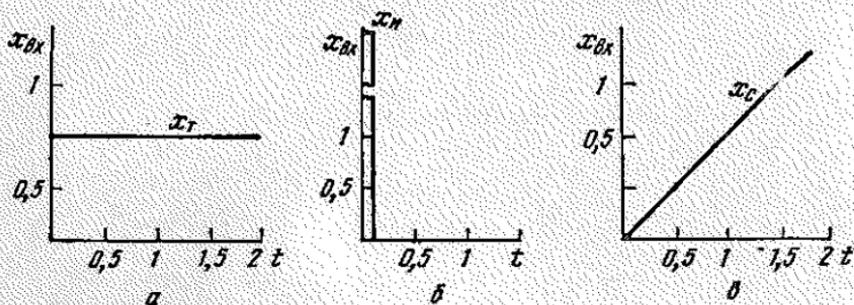


Рис. 61. Характерные входные сигналы систем автоматического регулирования: а — функция единичного скачка; б — импульсная функция; в — сигнал, линейно возрастающий с единичной скоростью [цифры на оси ординат читать: 1,5 вместо 1 (а); 1 вместо 0,5 и 1,5 вместо 1 (в)]

разомкнутой системы регулирования. При этом рассматриваются только устойчивые системы, для которых логарифмические характеристики пересекают ось абсцисс с наклоном в  $-20$  дБ/дек.

Если известна передаточная функция замкнутой системы  $W_3(p)$  и изображение входного сигнала  $x_{вх}(p)$ , то изображение переходного процесса имеет вид

$$x_{вых}(p) = x_{вх}(p) W_3(p). \quad (IV.25)$$

Переходные процессы в автоматизированном электроприводе требуют рассмотрения реакции системы на внезапные изменения входного сигнала, примененного в различных точках системы. Это требует определения изображений таких важных воздействий на систему, как единичного скачкообразного, импульсной (дельта) функции и линейно возрастающего с единичной скоростью сигнала. При приложении к системе единичного скачкообразного воздействия (рис. 61, а)  $x_т(t) = 0$  при  $t < 0$  и  $x_т(t) = 1$  при  $t \geq 0$ .

Изображение воздействия

$$x_{вх}(p) = x_т(p) = \frac{1}{p}. \quad (IV.26)$$

Изображение переходного процесса системы в этом случае

$$x_{вых}(p) = \frac{1}{p} W_3(p). \quad (IV.27)$$

Учитывая, что импульсная функция  $x_и(t)$  является производной от единичного скачка и представляет собой импульс, обращющийся в нуль при  $t \neq 0$

и в бесконечность при  $t = 0$  (рис. 61, б) с обязательным условием, что площадь этого импульса равна единице, т. е.  $\int_{-\infty}^{+\infty} x_{\text{и}}(t) dt = 1$ , получим изображение импульсной функции  $x_{\text{и}}(p)$  как изображение единичного скачка, умноженное на оператор  $p$ , т. е.

$$x_{\text{вх}}(p) = x_{\text{и}}(p) = px_{\tau}(p) = 1. \quad (\text{IV.28})$$

Изображение переходного процесса в этом случае

$$x_{\text{вых}}(p) = W_3(p), \quad (\text{IV.29})$$

т. е. передаточная функция системы является в операторной форме реакции системы на импульсную функцию.

При приложении к системе линейно возрастающего единичного воздействия (рис. 61, в), которое представляет собой интегральную функцию от изменения задания в виде единичного скачка, т. е.  $x_{\text{с}}(t) = \int_0^t x_{\tau}(t) dt = t$ , получим изображение линейно возрастающего с единичной скоростью воздействия  $x_{\text{с. вх}}(p)$  как изображение единичного скачка, умноженное на  $1/p$ , т. е.

$$x_{\text{вх}}(p) = x_{\text{с. вх}}(p) = x_{\tau}(p) \frac{1}{p} = \frac{1}{p^2}. \quad (\text{IV.30})$$

Изображение переходного процесса в этом случае

$$x_{\text{вых}}(p) = x_{\text{с}}(p) = \frac{1}{p^2} W_3(p). \quad (\text{IV.31})$$

В правильно спроектированной системе управления возможно применение принципа академика А. Ю. Ишлинского, согласно которому система, описываемая высоким порядком, ведет себя примерно так же, как некоторая эквивалентная система второго или третьего порядка [18]. Поэтому обычно рассматривают реакции простых систем (с простыми ЛАХ) при воздействии на них входных сигналов и определяют аналитические зависимости для переходных процессов в этих системах. Например, для системы I в разомкнутом состоянии с передаточной функцией  $W_p(p) = k/p$  во всем диапазоне частот наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики — 20 дБ/дек, т. е. имеем астатическую систему первого порядка.

Передаточная функция замкнутой системы I с жесткой единичной связью

$$W_3(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} = \frac{k}{k + p}. \quad (\text{IV.32})$$

В астатической системе первого порядка (с. 118)

$$k = \omega_c; \quad W_3(p) = \frac{\omega_c}{\omega_c + p} = \frac{1}{1 + T_c p}, \quad (\text{IV.33})$$

где  $T_c = 1/\omega_c$ .

Изображение переходного процесса  $x_{\text{вых}}(p)$  и оригиналы единичных переходных процессов  $x(t)$  замкнутой системы I при воздействии [16]:

1) импульсной функции [ $x_{\text{и}}(p) = 1$ ]

$$W_{\text{и}}(p) = 1 \frac{1}{1 + T_c p}; \quad (\text{IV.34})$$

$$x_{\text{и}}(t) = \frac{1}{T_c} e^{-\frac{t}{T_c}} = \omega_c e^{-\frac{t}{T_c}}; \quad (\text{IV.35})$$

2) функции единичного скачка  $[x_r(p) = \frac{1}{p}]$

$$W_r(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{1 + T_c p}; \quad (IV.36)$$

$$x_r(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T_c}}. \quad (IV.37)$$

При установившемся режиме ( $t = \infty$ ) выходная величина при единичном скачке равна  $x_{r,уст} = 1$ , т. е. система астатическая:

3) функции линейного возрастания с единичной скоростью  $[x_{c.вх}(p) = 1/p^2]$

$$W_c(p) = \frac{1}{p^2} \cdot \frac{1}{1 + T_c p}; \quad (IV.38)$$

$$x_c(t) = t - T_c \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}}\right). \quad (IV.39)$$

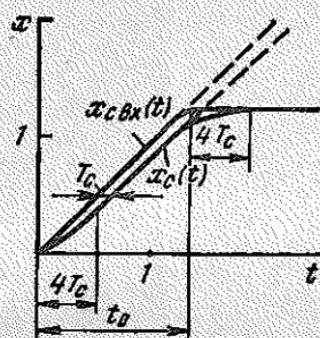


Рис. 62. Изменение выходной величины системы 1 при линейно возрастающем входном сигнале

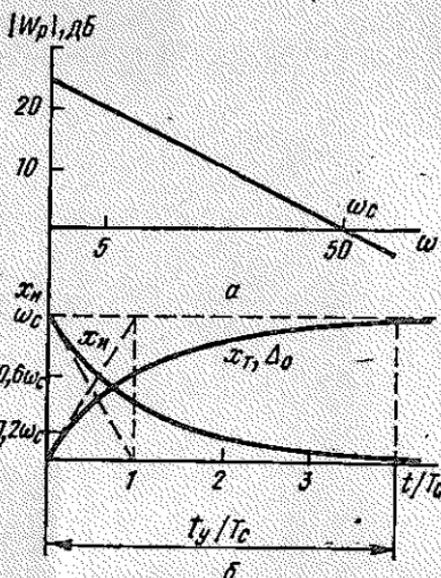


Рис. 63. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики (а) и единичные переходные процессы (б) системы 1

На рис. 62 приведена реакция системы 1 при линейно нарастающем с единичной скоростью управляющем воздействии, если считать, что длительность переходного процесса определяется временем, когда выходная величина входит в зону  $\pm 2\%$  от установившегося значения ( $t_y = 4T_c$ ). Второй член уравнения через время  $4T_c$  практически становится равным  $T_c$ , и выходная величина после времени  $4T_c$  практически нарастает с той же скоростью, что и входная величина.

Если входная величина  $x_{c.вх}(t)$  достигает своего установившегося значения через время  $t_0$ , то с этого момента выходная величина  $x_c(t)$  будет изменяться по экспоненциальному закону и потребуются время  $4T_c$ , пока она практически не придет к установившемуся значению.

Поэтому в случае линейного возрастания входной величины переходный процесс принято оценивать через скоростную ошибку регулирования, под которой понимают разность между линейно возрастающей входной и выходной величинами системы.

Изображение скоростной ошибки  $W_0(p)$  для системы регулирования в случае линейного возрастающего задания с единичной скоростью

$$W_0(p) = x_{c.вх}(p) - x_{вых}(p) = \frac{1}{p^2} - \frac{1}{p^2} \cdot \frac{1}{1 + T_c p} = \frac{T_c}{p(1 + T_c p)} \quad (IV.40)$$

и оригинал скоростной ошибки

$$\Delta_0(t) = T_c \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right). \quad (\text{IV.41})$$

На рис. 63 приведены ЛАХ и единичные переходные процессы для системы 1. Наклон ЛАХ в  $-20$  дБ/дек в области низких частот показывает, что в замкнутой системе 1 регулируемая величина не имеет ошибки, т. е. система является астатической с астатизмом первого порядка.

Выходные величины  $x_n(t)$  и  $x_r(t)$  при воздействии соответственно импульсной функции и функции единичного скачка и скоростная ошибка  $\Delta_0(t)$  при воздействии функции линейного возрастания выражаются экспоненциальными кривыми, и время переходного процесса  $t_y = (3 \div 4) T_c$  с ошибкой соответственно  $(5-2)\%$  от установившегося значения.

Переходные процессы для систем 0-1; 1-2; 2-1; 1-2-1; 2-1-2 определяют аналогично [16].

## 6. ОЦЕНКА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПО ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ

Анализ систем третьего и более высокого порядка в общем виде встречает большие затруднения. В практике находит распространение метод оценки динамических свойств таких систем по известным динамическим свойствам простых замкнутых систем, используя логарифмические амплитудночастотные характеристики разомкнутых систем. Основанием для этого является положение теории автоматического регулирования, в соответствии с которым динамические свойства системы в основном характеризуются участками логарифмической амплитудночастотной характеристики разомкнутой системы, прилегающими к частоте среза. Участки логарифмической характеристики, удаленные от частоты среза как в сторону меньших, так и больших частот, влияют на переходный процесс тем меньше, чем дальше они удалены от частоты среза. Это позволяет приблизительно оценивать характер переходных процессов в изучаемой системе, анализируя участки характеристики в районе частоты среза, эквивалентными системами второго порядка. Качество переходного процесса в замкнутой системе регулирования обычно оценивают реакцией системы на единичное скачкообразное изменение управляющего сигнала. При этом в хорошо спроектированной системе единичный переходный процесс изображается кривой (рис. 64).

Количественная оценка такого переходного процесса обычно характеризуется следующими величинами:

$t_{r,z}$  — время запаздывания реакции системы;

$t_{r,y}$  — время достижения регулируемой величиной первого значения установившегося режима;

$t_{r,m}$  — время достижения максимального перерегулирования;

$t_{r,p}$  — время регулирования (отклонение входит в зону  $\pm \Delta\rho$ );

$\sigma_{r,m}$  — максимальное перерегулирование;

$-\Delta\rho$  — допустимая ошибка регулируемой величины.

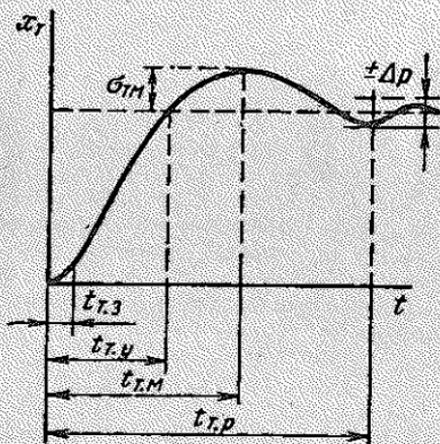


Рис. 64. Переходный процесс в замкнутой системе регулирования при единичном скачкообразном изменении управляющего сигнала

Быстродействие системы определяется участками ЛАХ в районе частоты среза как в сторону меньших, так и больших частот.

Ниже приведены приближенные формулы, связывающие основные показатели переходного процесса с видом логарифмической характеристики [16].

При наличии участка ЛАХ в области низких частот с наклоном  $-40$  дБ/дек  $t_{т.у} \approx (1,5 \div 2) T_c$  и  $t_{т.м} \approx 3T_c$ .

Затухание перерегулирования  $\sigma$  происходит по кривой, близкой к экспоненте с постоянной времени  $T_{н1}$ , соответствующей сопрягающей частоте участка ЛАХ с наклоном в  $-20$  дБ/дек в области частоты среза  $\omega_c$  со стороны низких частот (так называемая нижняя сопрягающая частота  $\omega_{н1}$ ).

За время  $2T_{н1}$  величина перерегулирования при апериодическом характере затухания уменьшается в  $e^2 = 7,4$  раза, и если  $\sigma_{т.м}$  не превышает  $0,4$ , то можно считать это время ( $2T_{н1}$ ) окончанием переходного процесса.

Тогда полное время переходного процесса

$$t_{т.р} \approx t_{т.м} + 2T_{н1} = 3T_c + 2T_{н1}. \quad (IV.42)$$

Чем ближе  $\omega_{н1}$  к  $\omega_c$ , тем больше максимум перерегулирования и быстрее затухание переходного процесса, и наоборот.

Участки ЛАХ, расположенные от частоты среза в сторону высоких частот, определяют запаздывание системы на появление входного сигнала при наличии участка ЛАХ с наклоном  $-40$  дБ/дек и более в области высоких частот. В первом приближении считают, что в течение времени  $t_{т.з}$  выходная (регулируемая) величина близка к нулю, т. е. реакция на единичный скачок запаздывает на время  $t_{т.з}$ . Время запаздывания  $t_{т.з}$  определяется в основном постоянной времени  $T_{в1}$ , соответствующей частоте участка ЛАХ с наклоном  $-20$  дБ/дек, в области частоты среза  $\omega_c$  со стороны высоких частот (так называемая верхняя сопрягающая частота  $\omega_{в1}$ ):

$$t_{т.з} \approx T_{в1}. \quad (IV.43)$$

При приближении  $\omega_{в1}$  к  $\omega_c$  время запаздывания увеличивается, при этом неизбежно перерегулирование, имеющее колебательный характер. Суммарное перерегулирование при реакции на единичный скачок определяется участками ЛАХ с наклоном  $-40$  дБ/дек как в области низких, так и высоких частот. Величина перерегулирования растет при приближении  $\omega_{н1}$  и  $\omega_{в1}$  к частоте  $\omega_c$ . Для оценки величины перерегулирования при реакции на единичное скачкообразное возмущение используют одну точку фазовой характеристики, соответствующую избытку фазы  $\gamma_c$  при частоте среза, и определяют (с точностью до 10%) перерегулирование по формуле

$$\sigma_{т.м} = 1 - \sin \gamma_c. \quad (IV.44)$$

В случае, если ЛАХ в области малых частот имеет участок с нулевым наклоном, то такая характеристика относится к статической системе, коэффициент усиления  $k$  которой определяется ординатой участка характеристики с нулевым наклоном.

Статическая погрешность при отработке единичного скачка

$$\Delta y = \frac{1}{k+1} \approx \frac{1}{k}. \quad (IV.45)$$

Если в области малых частот характеристика не имеет горизонтального участка, то такая характеристика относится к астатическим системам. Если наклон  $-20$  дБ/дек, то система обладает астатизмом первого порядка, при наклоне  $-40$  дБ/дек астатизм второго порядка.

При коэффициенте усиления  $k > 5$  переходные процессы астатической и статической систем мало отличаются, если ЛАХ в области частоты среза у них одинаковы, почему статическую ошибку при исследовании переходного процесса не принимают во внимание, относя ее нахождение к статическому режиму.

В случае линейного возрастания задания в области низкочастотного участка ЛАХ переходный процесс оценивают через скоростную ошибку регулирования

$\Delta_0$ , величина которой определяется низкочастотной областью ЛАХ и зависит от длины участка ЛАХ с усилением  $-40$  дБ/дек. При этом установившаяся скоростная ошибка определяется постоянной времени  $T_{с.ф.}$ , которая соответствует фиктивной частоте среза  $\omega_{с.ф.}$  и определяется как пересечение продолжения участка ЛАХ с наклоном  $-20$  дБ/дек с осью абсцисс в низкочастотной части характеристики:

$$\Delta_{0у} = T_{с.ф.} \quad (IV.46)$$

Если низкочастотная часть характеристики не имеет участка с наклоном  $-40$  дБ/дек, то  $T_{с.ф.} = T_{с.}$  При неограниченном возрастании участка с наклоном  $-40$  дБ/дек в сторону малых частот (система 2—1) установившаяся скоростная ошибка отсутствует ( $\Delta_{0у} = 0$ ).

Максимум скоростной ошибки определяется постоянной времени  $T_{с.}$ , соответствующей частоте среза ЛАХ:

$$\Delta_{0м} = \alpha_c T_{с.} \quad (IV.47)$$

В отсутствие в низкочастотной части ЛАХ участка с наклоном  $-40$  дБ/дек коэффициент  $\alpha_c = 1$ , при наличии такого участка конечной длины в среднем  $\alpha_c = 0,8$ .

Наличие участка ЛАХ с наклоном в  $-40$  дБ/дек, расположенного от частоты среза в сторону высоких частот, приводит к сглаживанию переднего фронта реакции системы на импульсное воздействие. Для системы 1 с наклоном  $-20$  дБ/дек в области высоких частот при  $t = 0$  выходная величина имеет скачок  $x_n = \omega_c$ , а для системы 1—2 с наклоном  $-40$  дБ/дек в области высоких частот при  $t = 0$  входная величина  $x_n$  также равна нулю и имеет максимум в момент времени  $t_{н.м.}$

Время достижения максимума  $t_{н.м.}$  при реакции на импульс определяется постоянной времени  $T_{в1.}$ , соответствующей верхней сопрягающей частоте  $\omega_{в1}$  и  $t_{н.м.} = (2 \div 2,5) T_{в1.}$

Величина максимума при этом также снижается:

$$x_{н.м.} \approx \alpha_n \omega_c, \quad (IV.48)$$

где  $\alpha_n = 0,8$ .

Таким образом, на основании рассмотрения ЛАХ разомкнутой системы можно в первом приближении определить показатели переходного процесса замкнутой системы регулирования.

## 7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ПУСКА И ТОРМОЖЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ

Определение времени переходных режимов основано на интегрировании уравнения движения

$$M - M_c = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (IV.49)$$

Разделив переменные, получим

$$dt = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{M - M_c} \quad (IV.50)$$

Время, необходимое для изменения скорости привода от  $n_{нач}$  до  $n_{кон}$ , определяют по формуле

$$t = \int_{n_{нач}}^{n_{кон}} \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{M - M_c} \quad (IV.51)$$

Для случая  $M = \text{const}$ ,  $M_c = \text{const}$  и  $GD^2 = \text{const}$

$$t_p = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{n_{\text{кон}} - n_{\text{нач}}}{M - M_c}. \quad (IV.52)$$

Если при  $t = 0$   $n_{\text{нач}} = 0$ , то время разгона двигателя

$$t_p = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{n_{\text{кон}}}{M - M_c}. \quad (IV.53)$$

Если пуск двигателя происходит вхолостую ( $M_c = 0$ ), то

$$t_p = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{n_{\text{к.к}}}{M}. \quad (IV.54)$$

Время торможения в тех случаях, когда двигатель развивает тормозной момент, определяется из уравнения движения с учетом знака момента двигателя, т. е.

$$-M - M_c = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (IV.55)$$

и

$$t_T = \int_{n_{\text{нач}}}^{n_{\text{кон}}} \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{-(M + M_c)} = \int_{n_{\text{кон}}}^{n_{\text{нач}}} \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{M + M_c}. \quad (IV.56)$$

При  $GD^2 = \text{const}$ ,  $M = \text{const}$  и  $M_c = \text{const}$

$$t_T = \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{n_{\text{нач}} - n_{\text{кон}}}{M + M_c}. \quad (IV.57)$$

## 8. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ПРИ ПУСКЕ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

На рис. 65, а, б приведена схема пуска двигателя от сети с постоянной величиной напряжения и механическая характеристика, по которой будет работать двигатель. Необходимо определить законы изменения скорости вращения, тока и момента двигателя во время переходного процесса при пуске двигателя в ход (замыканием ключа К).

Указанные законы находятся из совместного решения уравнений электрического и механического равновесия двигателя. Рассмотрим случай, когда  $\Phi = \text{const}$ ,  $U = \text{const}$ ,  $M_c = \text{const}$  и  $L_{\text{я}} = 0$ :

$$U = c_E n + I_{\text{я}} (R_{\text{я}} + R_{\text{п}}) = c_E n + I_{\text{я}} R; \quad (IV.58)$$

$$M = c_M I_{\text{я}} = M_c + \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (IV.59)$$

Определяя из формулы (IV.59)  $I_{\text{я}}$  и подставляя найденное значение в формулу (IV.58), получим

$$U = c_E n + \frac{M_c R}{c_M} + \frac{GD^2 R}{38,2 c_M} \cdot \frac{dn}{dt}; \quad (IV.60)$$

$$n + \frac{GD^2 R}{38,2 c_E c_M} \cdot \frac{dn}{dt} = \frac{U}{c_E} - \frac{M_c R}{c_E c_M}; \quad (\text{IV.61})$$

$$n + T_m \frac{dn}{dt} = n_0 - \Delta n_c, \quad (\text{IV.62})$$

где  $T_m = \frac{GD^2 R}{38,2 c_E c_M} = \frac{GD^2 R}{38,2 k_E k_M \Phi^2}$  — электромеханическая постоянная времени.

Для физического трактования данной величины проведем несложные преобразования.

Либо

$$1) T_m = \frac{GD^2 R}{38,2 c_E c_M} \cdot \frac{n_0}{n_0} = \frac{GD^2 n_0 R}{38,2 U c_M} = \frac{GD^2 n_0}{38,2 I_{к.з} c_M} = \frac{GD^2 n_0}{38,2 M_{к.з}}. \quad (\text{IV.63})$$

Сравнивая это выражение с формулой (IV.54), видим, что электромеханическая постоянная времени — это время, в течение ко-

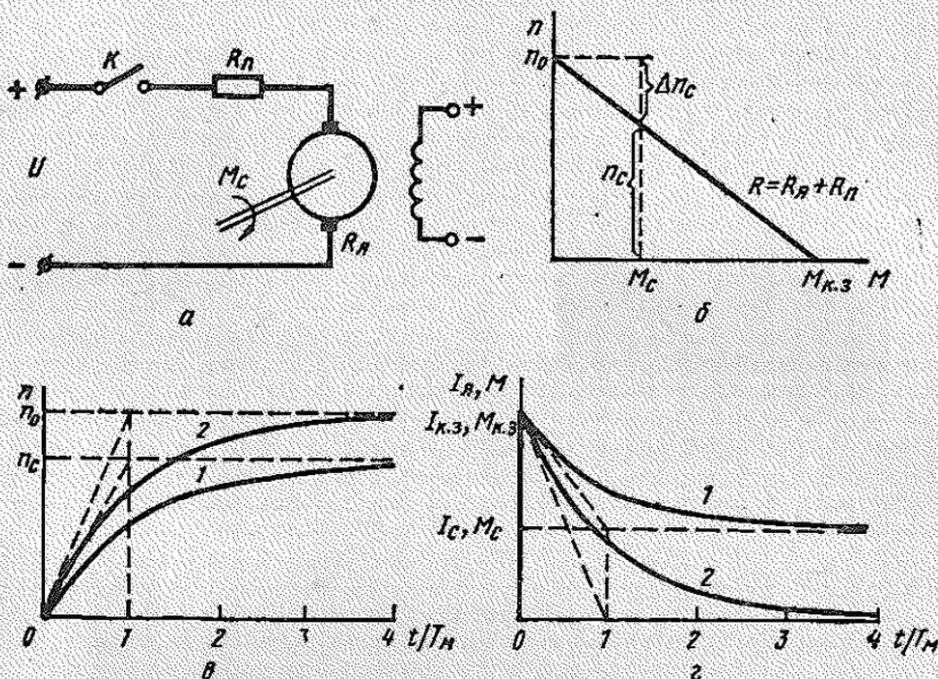


Рис. 65. Схема (а) пуска двигателя, механическая характеристика (б) и кривые переходного процесса  $n = f(t)$  (в) и  $I_r = f(t)$  и  $M = f(t)$  (г)

торого привод с маховыми массами  $GD^2$  разгоняется вхолостую из неподвижного состояния до скорости идеального холостого хода при неизменном моменте двигателя, равном моменту короткого замыкания.

Либо

$$2) T_m = \frac{GD^2 R}{38,2 c_M c_E} \cdot \frac{M_H}{M_H} \cdot \frac{n_0}{n_0} = \frac{GD^2}{38,2 M_H} \cdot \frac{M_H R}{c_E c_M} \cdot \frac{n_0}{n_0} =$$

$$= \frac{GD^2 n_0}{38,2 M_H} \cdot \frac{\Delta n'_H}{n_0} = \frac{GD^2 s'_H n_0}{38,2 M_H} \quad (IV.64)$$

Электромеханическая постоянная времени — это время, в течение которого привод с маховыми массами  $GD^2$  разгоняется вхолостую из неподвижного состояния до скорости  $s'_H n_0$  ( $s'_H$  — скольжение, соответствующее  $M_H$  при данной механической характеристике) при неизменном моменте двигателя, равном номинальному моменту.

Решение полученного дифференциального уравнения (IV.62) первого порядка

$$n = (n_0 - \Delta n_c) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) = n_c \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) \quad (IV.65)$$

При пуске вхолостую  $\Delta n_c = 0$

$$n = n_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) \quad (IV.66)$$

Кривые изменения скорости при пуске двигателя под нагрузкой (кривая 1) и вхолостую (кривая 2) приведены на рис. 65, в. Как видно из рисунка, практически процесс пуска кончается за  $t = (3-4) T_m$ , когда скорость  $n$  отличается от установившегося значения соответственно на (5—2) %.

Закон изменения тока якорной цепи (а следовательно, и момента, развиваемого двигателем, так как  $M = c_M I_a$ ) при пуске двигателя определяется из уравнения механического равновесия

$$I_a = \frac{GD^2}{38,2 c_M} \cdot \frac{dn}{dt} + I_c = \frac{c_E}{R} T_m \frac{dn}{dt} + I_c \quad (IV.67)$$

Производная скорости из уравнения (IV.65)

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_m} (n_0 - \Delta n_c) e^{-\frac{t}{T_m}} \quad (IV.68)$$

Подставляя это значение в уравнение (IV.67), получим

$$I_a = \frac{c_E}{R} (n_0 - \Delta n_c) e^{-\frac{t}{T_m}} + I_c = \left( \frac{U}{R} - \frac{c_E I_c R}{R} \right) e^{-\frac{t}{T_m}} + I_c =$$

$$= (I_x - I_c) e^{-\frac{t}{T_m}} + I_c \quad (IV.69)$$

При пуске вхолостую, когда  $I_c = 0$ :

$$I_n = I_k e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (IV.70)$$

Кривые изменения тока (момента) при пуске двигателя под нагрузкой (кривая 1) и вхолостую (кривая 2) приведены на рис. 65, г.

## Глава V

### РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЕЙ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИХ МОЩНОСТИ

#### 1. НАГРЕВ И ОХЛАЖДЕНИЕ ДВИГАТЕЛЕЙ

Правильный выбор мощности двигателя имеет большое значение для обеспечения высокой производительности исполнительных механизмов и рациональной эксплуатации электрооборудования. Мощность двигателя должна быть выбрана в полном соответствии с нагрузкой.

Работа недогруженных двигателей приводит к уменьшению к. п. д., а для асинхронных двигателей переменного тока и к уменьшению  $\cos \varphi$ . Работа двигателя с перегрузкой вызывает неизбежное повышение температуры его обмоток против допустимых норм, что приводит к возникновению аварий и снижению производительности механизма.

Как отмечалось в главе II, работа двигателя сопровождается потерями энергии в самом двигателе. Это тепловые потери в активном сопротивлении обмоток, потери в стали при изменениях магнитного потока и механические потери на трение вращающихся частей двигателя.

При работе двигателя эти потери превращаются в тепловую энергию и двигатель нагревается, что в свою очередь приводит к отдаче тепла двигателем в окружающую среду. При этом в начале нагрева двигателя основная часть выделяемого тепла идет на повышение температуры, а в окружающую среду отдается меньшая часть тепла. Однако по мере нагрева двигателя меньшая часть идет на повышение температуры, а большая часть отдается в окружающую среду. В том случае, когда все выделяемое тепло в двигателе отдается в окружающую среду, имеем установившийся тепловой режим работы, при котором температура двигателя остается постоянной.

В конструктивном отношении различные части двигателя выполняются из материалов, имеющих различные тепловые характеристики, и поэтому нагреваются они до различных температур.

Однако при изучении процесса нагрева обычно принимают двигатель за однородное тело, имеющее бесконечно большую теплопроводность (во всех точках температура одинакова), и что рассеивание тепла в окружающую среду происходит равномерно по всей поверхности.

В этом случае уравнение теплового баланса двигателя при постоянной нагрузке за время  $dt$  определится из условия, что количество тепла, выделяемое в двигателе за время  $dt$  ( $Qdt$ ), равно количеству тепла, которое пошло на повышение температуры двигателя на температуру  $d\tau$  ( $Cd\tau$ ), и количеству тепла, переданному двигателем в окружающую среду ( $A\tau dt$ ):

$$Qdt = Cd\tau + A\tau dt \quad \text{Дж}, \quad (V.1)$$

где  $Q$  — тепло, выделяемое в машине, Дж/с;

$C$  — теплоемкость двигателя (количество тепла, необходимое для повышения температуры двигателя на  $1^\circ\text{C}$ ), Дж/ $^\circ\text{C}$ ;

$A$  — теплоотдача двигателя (количество тепла, отдаваемое двигателем в окружающую среду за 1 с при разности температур в  $1^\circ\text{C}$ ), Дж/ $(^\circ\text{C}\cdot\text{с})$ ;

$\tau$  — превышение температуры машины над окружающей средой,  $^\circ\text{C}$ .

Разделив уравнение (V.1) на  $A dt$ , получим дифференциальное уравнение теплового баланса двигателя

$$T \frac{d\tau}{dt} + \tau = \tau_k, \quad (V.2)$$

где  $\tau_k = Q/A$  — конечное значение превышения температуры двигателя,  $^\circ\text{C}$ ;

$T = C/A$  — постоянная времени нагрева двигателя. Время, в течение которого двигатель нагревается до установившейся температуры при отсутствии отдачи тепла в окружающую среду.

Если в начальный момент при  $t = 0$  превышение температуры двигателя над окружающей средой равно  $\tau_n$ , то решение уравнения

$$\tau = \tau_n + (\tau_k - \tau_n) \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \quad (V.3)$$

Уравнение (V.3) справедливо как для нагрева, так и для охлаждения. При нагреве двигателя  $\tau_k > \tau_n$ , а при охлаждении  $\tau_k < \tau_n$ .

Если при включении двигатель имеет температуру окружающей среды ( $\tau_n = 0$ ), то

$$\tau = \tau_k \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \quad (V.4)$$

Если при охлаждении двигатель принимает температуру окружающей среды ( $\tau_k = 0$ ), то

$$\tau = \tau_n e^{-\frac{t}{T}}. \quad (V.5)$$

На рис. 66, а приведены кривые нагрева, а на рис. 66, б — кривые охлаждения двигателя для случаев, когда соответственно  $\tau_n \neq 0$  и  $\tau_k \neq 0$  (кривые 1);  $\tau_n = 0$  и  $\tau_k = 0$  (кривые 2).

Практически время нагрева и охлаждения двигателей равно  $4T$ . Постоянная времени нагрева определяется габаритами двигателя, скоростью вращения, способами охлаждения и др. При одной и той же мощности более быстроходные двигатели имеют меньшие значения  $T$ .

Время, необходимое для достижения установившейся температуры, для открытых двигателей малой мощности составляет

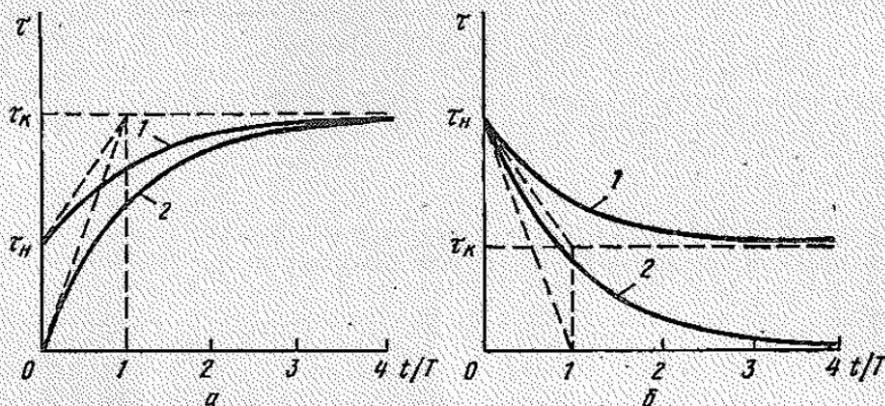


Рис. 66. Кривые нагрева (а) и охлаждения (б) двигателя

2—4 ч ( $T = 0,5 \div 1$  ч); для двигателей средней мощности 4—8 ч ( $T = 1 \div 2$  ч); для закрытых двигателей 7—12 ч ( $T = 2 \div 3$  ч).

Наиболее ответственным элементом, ограничивающим нагрев двигателя, является изоляция обмоток, которая под действием температуры разрушается. Практически изоляция электродвигателя способна выдерживать температуру  $100^\circ\text{C}$  на протяжении 15—20 лет (класс нагревостойкости А). При повышении температуры до  $145^\circ\text{C}$ , что соответствует длительной нагрузке двигателя при 125% от номинального тока, изоляция разрушается через 1,5 мес., а при температуре  $225^\circ\text{C}$ , что соответствует работе двигателя при 150% от  $I_n$ , в течение 3 ч [12]. Эти цифры показывают, насколько важно обеспечивать работу двигателя в требуемом тепловом режиме. Поэтому, как правило, выбор мощности двигателя производится по нагреву и проверяется по перегрузочной способности двигателя. Изолирующие материалы, которые применяются в электрических машинах, делятся на следующие основные классы нагревостойкости:

1. Класс А (хлопок, шелк, бумага и другие материалы, пропитанные маслом, а также эмаль). Предельно допустимая температура  $105^\circ\text{C}$ .

2. Класс В (слода, асбест и стекловолокно с применением органических вяжущих веществ). Предельно допустимая температура  $130^\circ\text{C}$ .

3. Класс F (те же материалы, что и в классе B, но с синтетическими вяжущими и пропитывающими составами). Предельно допустимая температура  $155^{\circ}\text{C}$ .

4. Класс H (те же материалы, что и в классе B, но с кремний-органическими вяжущими и пропитывающими составами). Предельно допустимая температура  $180^{\circ}\text{C}$ .

5. Класс изоляции C (те же материалы, что и в классе B, без вяжущих веществ). Предельная температура  $>180^{\circ}\text{C}$  и ограничивается физическими свойствами материала изоляции.

При тепловом расчете двигателя температура окружающей среды принимается  $+40^{\circ}\text{C}$  и в каталогах указывается номинальная мощность двигателя, соответствующая этой температуре. При температуре окружающей среды, значительно отличающейся от этой величины, загрузку двигателя необходимо уменьшить (при температуре  $>40^{\circ}\text{C}$ ) и можно увеличить (при температуре  $<40^{\circ}\text{C}$ ).

## **2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПОСТРОЕНИЕ НАГРУЗОЧНОЙ ДИАГРАММЫ**

Режимы работы электроприводов разнообразны и определяются в каждом отдельном случае назначением данного механизма и условиями ведения технологического процесса. Однако с точки зрения нагрева двигателей рассматривают три режима работы:

1. Длительный режим работы, при котором двигатель может работать сколь угодно долго, не перегреваясь выше допустимых по ГОСТ пределов. При этом нагрузка двигателя может быть постоянной или меняющейся по величине во времени.

2. Кратковременный режим работы, при котором время работы двигателя мало, а время остановки большое. При этом режиме температура двигателя не успевает возрасти в рабочее время до своего установившегося значения для данной нагрузки, а за время остановки успевает охладиться до температуры окружающей среды.

3. Повторно-кратковременный режим работы, при котором короткие периоды работы двигателя с нагрузкой чередуются с периодами остановок. Общая продолжительность цикла не должна превышать 10 мин. За время работы в течение цикла температура двигателя не достигает установившегося значения, а за время остановки он не успевает охладиться до температуры окружающей среды.

Двигатели, предназначенные для данного режима, должны работать сколь угодно долго независимо от исходной начальной температуры двигателя.

Режимы работы двигателей наилучшим образом характеризуются нагрузочными диаграммами, под которыми понимают графики изменения во времени момента  $M = f(t)$ , тока  $I = f(t)$  или мощности  $P = f(t)$  на валу двигателя в продолжении его работы.

Нагрузочная диаграмма двигателя строится на основании обобщенного уравнения движения электропривода (1.9).

Как видно из уравнения, для построения нагрузочной диаграммы двигателя  $M = f(t)$  необходимо иметь график изменения во времени приведенных статических моментов  $M_c = f(t)$ , т. е. нагрузочную диаграмму рабочей машины, и график изменения во времени динамического момента  $\frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt} = f(t)$ , для определения которого необходимо знать график изменения скорости двигателя  $n = f(t)$  и приведенный маховой момент привода  $GD^2$ .

Алгебраическая сумма статических и динамических моментов дает график изменения суммарного момента на валу двигателя, т. е. нагрузочную диаграмму двигателя.

Построение графика скорости двигателя  $n = f(t)$  ведется по данным технологического процесса и техническим характеристикам оборудования. Применительно к процессу прокатки такими данными являются размеры и масса заготовки, число пропусков, величины обжатий по проходам, сечение заготовки после прохода, скорость прокатки, скорость захвата и выброса металла, ускорения, время пауз между пропусками, диаметр рабочих валков, передаточное число редуктора. Определяются время ускорения и замедления стана входостую, время ускорения и замедления с металлом, время работы на установившейся скорости.

Построение нагрузочной диаграммы рабочей машины  $M_c = f(t)$  также ведется по данным технологического процесса и техническим характеристикам оборудования. Применительно к процессу прокатки, кроме перечисленных данных, необходимо знать характеристику прокатываемого материала, температуру прокатки, коэффициенты трения, скорость деформации, моменты времени входа металла в клеть и выхода из нее и др. По этим данным определяются приведенные значения статических моментов сопротивления за время работы стана. Определение статических моментов сопротивления может проводиться также по кривым удельного расхода энергии (см. главу VII).

Построение графика изменения динамического момента ведется по приведенному значению махового момента привода и соответствующих ускорений при ускорении и замедлении, определяемых по данным скоростного графика. При этом, так как при замедлении  $dn/dt$  отрицательно, то в тормозных режимах динамический момент двигателя откладывается в области отрицательных значений.

Алгебраическая сумма в каждый момент времени приведенных значений статического момента и динамического момента определяет момент, развиваемый двигателем, график которого во времени и является нагрузочной диаграммой электропривода.

На рис. 67 приведены нагрузочные диаграммы для одного пропуска на реверсивном обжимном стане.

График скорости двигателя, представленный на рис. 67, а, определяет время ускорения стана вхолостую ( $t_{y1}$ ) и с металлом ( $t_{y2}$ ), время работы стана на установившейся скорости ( $t_y$ ), время торможения стана с металлом ( $t_{r2}$ ) и вхолостую ( $t_{r1}$ ), паузы ( $t_n$ ), а также величины скорости захвата металла ( $n_3$ ), установившейся работы ( $n_y$ ) и скорости выброса металла ( $n_6$ ). Нагрузочная диаграмма стана (рис. 67, б) определяет величину загрузки двигателя статическим моментом за время работы двигателя в данном проходе.

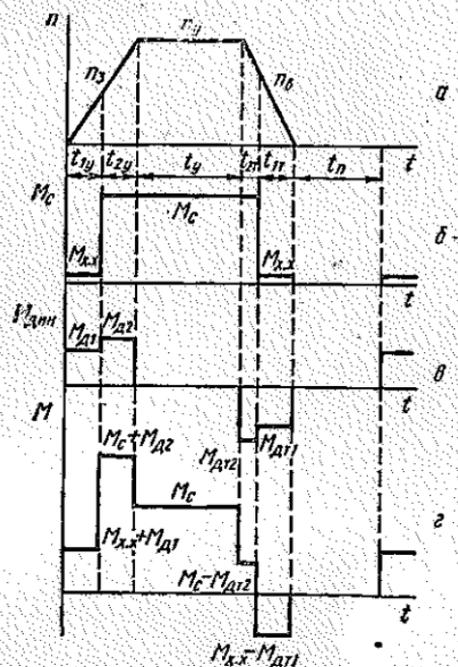


Рис. 67. Скоростная диаграмма (а), нагрузочная диаграмма стана (б), диаграмма динамических моментов (в) и нагрузочная диаграмма двигателя (г)

На рис. 67, в построены графики динамических моментов с учетом их знака при ускорении стана вхолостую ( $M_{д1}$ ) и с металлом ( $M_{д2}$ ), при торможении ( $M_{дТ1}$ ) и ( $M_{дТ2}$ ).

На рис. 67, г представлена нагрузочная диаграмма двигателя, полученная как алгебраическая сумма графиков рис. 67, б, в. Построение нагрузочных диаграмм двигателей главных приводов с учетом специфических режимов работы станов приведено во второй части курса.

Методика расчета мощности двигателя при данной нагрузочной диаграмме заключается в том, чтобы выбрать двигатель такой мощности, при которой максимальная температура нагрева двигателя не будет превосходить допустимую для данного двигателя.

Как видно из построения нагрузочной диаграммы двигателя, для определения динамического момента необходимо знать величину приведенного махового момента привода и величину ускорения. Для большинства механизмов и основного оборудования прокатного стана основную долю приведенного махового момента привода составляет маховой момент самого двигателя.

Поэтому расчет мощности двигателя носит проверочный характер. Это значит, что сначала необходимо по тем или иным критериям выбрать двигатель по мощности, отвечающий по своим скоростным характеристикам требованиям технологического процесса. Для этого конкретного двигателя строится нагрузочная диаграмма и проверяется его тепловая нагрузка при рассматриваемом цикле работы электропривода.

### 3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

При длительном режиме работы нагрузка двигателя может быть постоянной или меняющейся по величине во времени. Нагрузочные диаграммы для этих случаев соответственно изображены на рис. 68, а, б.

Мощность двигателя для длительно работающих механизмов с неизменной нагрузкой (например, насос или вентилятор) выбирают следующим образом. Мощность двигателя в соответствии с нагрузочной диаграммой (см. рис. 68, а) приравнивают стати-

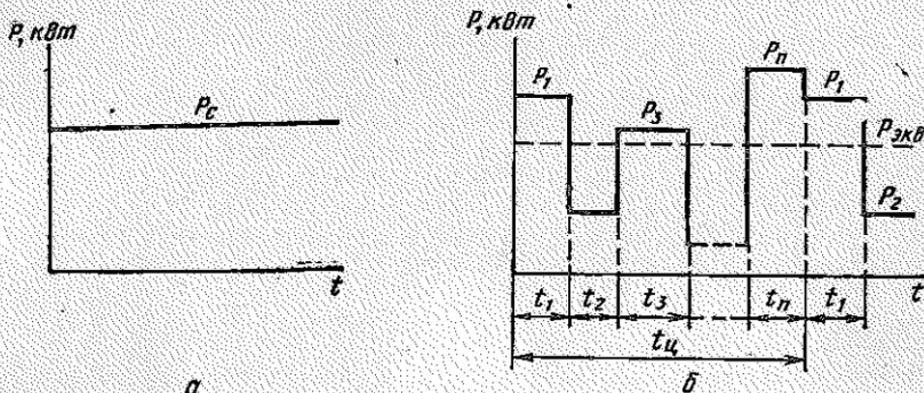


Рис. 68. Нагрузочные диаграммы с постоянной (а) и переменной (б) нагрузкой длительного режима

ческой мощности  $P_c$  и по каталогу выбирают двигатель, номинальная мощность которого  $P_n \geq P_c$ .

В случае продолжительной работы двигателя с переменной нагрузкой (см. рис. 68, б) для расчета мощности двигателя пользуются методами среднеквадратичного (эквивалентного) тока, момента и мощности. Эти методы основаны на том, что переменный график нагрузки продолжительного режима работы двигателя (при времени цикла работы привода, меньшем постоянной времени нагрева) заменяется графиком также продолжительного режима, но с постоянной величиной нагрузки. Например, для метода среднеквадратичного тока действительный ток  $I$ , протекающий в двигателе, заменяется эквивалентным током  $I_{экв}$ , который вызывал бы в двигателе такой же нагрев, как и действительный ток.

Как было показано, нагрев двигателя обусловлен потерями энергии в самом двигателе.

Очевидно, что потери энергии в двигателе, создаваемые эквивалентным током, за время цикла должны быть равны действительным потерям энергии в двигателе за это же время, т. е. должно обеспечиваться равенство

$$\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \Delta P_3 t_3 + \dots + \Delta P_n t_n = \Delta P_{экв} t_u, \quad (V.6)$$



Строится для этого двигателя нагрузочная диаграмма  $I = f(t)$  и по ней определяется по формуле (V.10)  $I_{\text{экв}}$ . Это значение сравнивается с номинальным значением тока  $I_n$  предварительно выбранного двигателя. Если они близки друг другу, то двигатель выбран удачно, если нет, то необходимо выбрать из каталога двигатель с  $I_n$ , ближайшим к  $I_{\text{экв}}$ , т. е. необходимо, чтобы  $I_{\text{экв}} < I_n$ .

Поведение тока во времени в общем случае характеризуется не ступенчатой кривой прямоугольной формы, а сложной кривой, поэтому в обобщенном виде формула (V.10) имеет вид

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{\int_0^{t_{\text{ц}}} I^2 dt}{t_{\text{ц}}}}. \quad (\text{V.12})$$

Если нагрузочная диаграмма двигателя задана в виде зависимости  $M = f(t)$ , то для проверки мощности двигателя в случае, когда момент двигателя пропорционален току, можно применять формулу среднеквадратичного момента

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_{\text{ц}}}} \quad (\text{V.13})$$

и необходимо, чтобы  $M_{\text{экв}} < M_n$ .

При нагрузочной диаграмме двигателя, заданной в виде  $P = f(t)$ , если мощность двигателя пропорциональна току, то можно пользоваться формулой среднеквадратичной мощности

$$P_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_{\text{ц}}}}. \quad (\text{V.14})$$

и соответственно  $P_{\text{экв}} < P_n$ .

Из рассмотренных методов проверки двигателя по нагреву предпочтительным является метод среднеквадратичного тока.

Однако в практике прокатного производства нагрузочные диаграммы обычно задаются в виде  $M = f(t)$ . В случаях, когда момент не пропорционален току, обычно строят скорректированные нагрузочные диаграммы  $M' = f(t)$ , обеспечивающие такой же нагрев двигателя, как и фактические значения тока двигателя (см. главу VII).

Независимо от результатов теплового расчета при выборе мощности двигателя необходимо производить проверку двигателя по перегрузочной способности, т. е. выбор мощности двигателя должен производиться с учетом как условий длительной работы, так и мгновенных перегрузок.

Перегрузочная способность двигателя, как отмечалось, характеризуется коэффициентом перегрузки двигателя

$$\lambda = M_{\text{max}}/M_n. \quad (\text{V.15})$$

В случае, если  $\lambda > \lambda_{\text{кат}}$ , необходимо взять двигатель большей мощности, несмотря на то что по условиям нагрева двигатель проходит.

Перегрузочная способность двигателя приведена в каталогах. В среднем коэффициент перегрузки для двигателей постоянного тока общего применения  $\lambda = 2$ , для двигателей металлургического типа и главных приводов прокатных станов  $\lambda = 2,5 \div 3$ , для асинхронных двигателей с контактными кольцами  $\lambda = 2 \div 2,5$  и для короткозамкнутых асинхронных двигателей  $\lambda = 1,8 \div 2,0$ , для синхронных двигателей  $\lambda = 3 \div 3,5$ .

#### 4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Кратковременный режим работы характеризуется тем, что за время работы  $t_1$  (рис. 69) двигатель не нагревается до установившейся температуры  $\tau_{\text{доп}}$ , соответствующей нагрузке  $P_1$  (кривая 1), а за время паузы охлаждается до температуры окружающей среды.

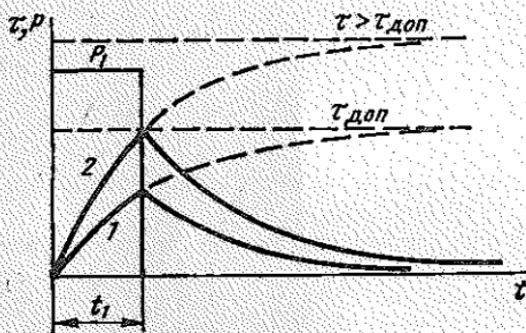


Рис. 69. Нагрузочная диаграмма кратковременного режима работы

Если выбрать двигатель  $P_n = P_1$ , то практически  $\tau_{\text{доп}}$  будет достигнуто за время, равное четырем постоянным времени нагрева ( $4T$ ). Но  $t_1$  всегда значительно меньше  $T$ , поэтому температура двигателя к концу работы всегда будет меньше  $\tau_{\text{доп}}$  и двигатель не будет использован в тепловом отношении. С точки зрения нагрева двигателя при заданной нагрузке  $P_1$  можно выбрать двигатель

меньшей мощности, чтобы к моменту конца работы двигатель нагрелся бы до  $\tau_{\text{доп}}$  (кривая 2). Обычно длительность работы  $t_1 < (0,3 \div 0,4) T$  и, как показывает анализ, в этом случае лимитирующими являются не условия нагрева, а перегрузочная способность двигателя. Это приводит к нецелесообразности использования для работы в кратковременном режиме двигателей, предназначенных для длительной работы. Электромашиностроительные заводы выпускают специальные электродвигатели, предназначенные для кратковременного режима работы, которые имеют большую перегрузочную способность, и в каталогах указаны мощность и продолжительность работы, обеспечивающие использование двигателя в тепловом отношении.

## 5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПОВТОРНО-КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ

Повторно-кратковременный режим работы характеризуется чередованием периодов работы двигателя с периодами остановок при длительности цикла не более 10 мин. На рис. 70 приведены скоростная и нагрузочная диаграммы при повторно-кратковременном режиме работы. Время работы двигателя  $t_p$  состоит из времени разгона  $t_1$ , времени работы на установившейся скорости  $t_2$  и времени замедления  $t_3$ :

$$t_p = t_1 + t_2 + t_3. \quad (V.16)$$

Как видно из графика, периоды работы двигателя  $t_p$  чередуются с периодами паузы  $t_n$ , во время которых двигатель стоит. Время цикла  $t_u = t_p + t_n$ .

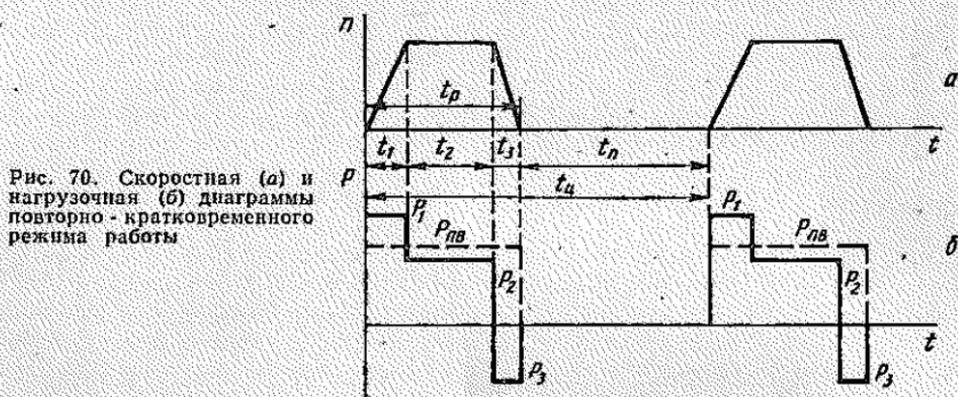


Рис. 70. Скоростная (а) и нагрузочная (б) диаграммы повторно-кратковременного режима работы

Одной из основных величин, характеризующих повторно-кратковременный режим работы, является относительная продолжительность включения

$$\varepsilon = t_p / t_u. \quad (V.17)$$

В каталогах продолжительность включения обычно выражают в процентах и обозначают ПВ:

$$ПВ = \frac{t_p}{t_u} 100\%. \quad (V.18)$$

Для рассматриваемого случая нагрузочная диаграмма двигателя имеет трехступенчатый характер. В общем случае время цикла может включать несколько различных нагрузочных диаграмм и различных пауз. Для удобства расчета двигателей принято заменять такие многоступенчатые нагрузочные диаграммы эквивалентной по нагреву одноступенчатой нагрузочной диаграммой, длительность которой равна сумме рабочих времен цикла при сохранении длительности цикла, т. е. определяется среднеквадратичное значение нагрузочной диаграммы, но без учета времени пауз.

Так, для рассматриваемого режима работы (см. рис. 70) действительный трехступенчатый график заменяется одноступенчатым с тем же временем работы  $t_p$  и мощностью

$$P_{ПВ} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + P_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}, \quad (V.19)$$

называемой эквивалентной постоянной мощностью повторно-кратковременного режима работы.

Частые пуски двигателя при повторно-кратковременном режиме работы сопровождаются большими динамическими нагрузками и требуют от двигателя усиленной механической прочности, увеличенных пусковых и максимальных моментов и сравнительно

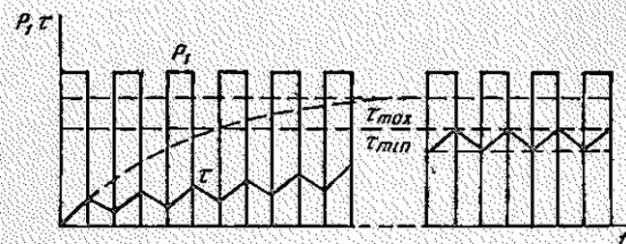


Рис. 71. Диаграмма изменения температуры двигателя при повторно-кратковременном режиме работы.

небольших маховых масс вращающихся частей для обеспечения должного быстрого действия привода.

Для улучшения экономических показателей электроприводов с повторно-кратковременным режимом работы электромашиностроительные заводы выпускают специальную серию двигателей постоянного и переменного тока для повторно-кратковременного режима работы (серия крановых и металлургических двигателей).

Эти серии выпускаются на номинальные значения ПВ 15, 25, 40 и 60%. Заводы-изготовители в каталогах указывают номинальные мощности для данных значений ПВ, соответствующих эквивалентной постоянной мощности одноступенчатого нагрузочного графика.

Естественно, что для одного и того же двигателя  $P_{15\%} > P_{25\%} > P_{40\%} > P_{60\%}$ . Если двигатель с таким режимом работы будет работать длительное время, то изменение температуры двигателя будет происходить по кривой  $\tau$  (рис. 71), и при достаточно длительном промежутке времени температура двигателя будет изменяться от  $\tau_{max}$  до  $\tau_{min}$ , не превышая значений  $\tau_{доп}$  для данного класса изоляции. Если при выборе мощности двигателя расчетное значение ПВ равно 15, 25, 40 или 60%, установленных ГОСТом, то из каталога берется двигатель, мощность которого равна эквивалентной постоянной мощности нагрузочной диаграммы для расчетного значения ПВ, или ближайший больший двигатель.

Если же расчетное значение ПВ отличается от стандартного, то необходимо эквивалентную постоянную мощность действительной ПВ пересчитать к ближайшему значению стандартной ПВ.

Пересчет мощности двигателя при переходе от одного значения ПВ к другому производится, исходя из соображения, что среднеквадратичная мощность двигателя должна оставаться неизменной при работе с любым значением ПВ.

Для случая, когда нагрузочная диаграмма приведена к одноступенчатому графику с эквивалентной постоянной мощностью  $P_{ПВ}$ , длительностью нагрузки  $t_p$  при длительности цикла  $t_{ц}$ , среднеквадратичная мощность двигателя, согласно формуле (V.14), определяется:

$$P_{экв} = \sqrt{\frac{P_{ПВ}^2 t_p}{t_{ц}}} = P_{ПВ} \sqrt{\frac{t_p}{t_{ц}}} = P_{ПВ} \sqrt{\varepsilon} = \text{const.} \quad (V.20)$$

А это значит, что для одного двигателя при различных значениях ПВ справедливо равенство

$$P_{ПВ} \sqrt{\varepsilon} = P_n(\varepsilon_{кат}) \sqrt{\varepsilon_{кат}}, \quad (V.21)$$

откуда

$$P_n(\varepsilon_{кат}) = P_{ПВ} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{кат}}}, \quad (V.22)$$

$$\text{т. е. для ПВ} = 15\% \quad P_n(15\%) = P_{ПВ} \sqrt{\frac{\varepsilon}{0,15}};$$

$$\text{ПВ} = 25\% \quad P_n(25\%) = P_{ПВ} \sqrt{\frac{\varepsilon}{0,25}};$$

$$\text{ПВ} = 40\% \quad P_n(40\%) = P_{ПВ} \sqrt{\frac{\varepsilon}{0,4}};$$

$$\text{ПВ} = 60\% \quad P_n(60\%) = P_{ПВ} \sqrt{\frac{\varepsilon}{0,6}}.$$

Определение  $P_n$  по этим формулам правомерно, если действительная ПВ больше (или равна) 10 и меньше (или равна) 60%.

Если  $\text{ПВ} \geq 60\%$ , то двигатели рассчитываются как двигатели длительного режима работы, а если  $\text{ПВ} \leq 10\%$ , то как двигатели кратковременного режима работы.

В заключение отметим, что двигатель, удовлетворяющий условиям нагрева, необходимо проверить на перегрузку по действительной нагрузочной диаграмме.

## УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

### 1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Современные прокатные станы предъявляют очень жесткие требования к обеспечению требуемых режимов работы. Сложность прокатных агрегатов, высокие скорости прокатки, все возрастающие требования к качеству проката приводят к необходимости контроля и анализа протекания различных процессов и выработке необходимых решений для обеспечения требуемого режима работы. Таким образом, под управлением необходимо понимать сбор и переработку информации и принятие решения для обеспечения нормального протекания технологического процесса. Для управления технологическим процессом всего агрегата необходимо правильно управлять отдельными частями агрегата.

Как отмечалось, большинство задач регулирования технологическим процессом прокатки, решаемых при помощи электропривода, сводится к управлению скоростью вращения двигателя, т. е. к осуществлению операций пуска, торможения, реверсирования и регулирования скорости вращения двигателя.

Управление электроприводами может выполняться ручным, автоматизированным и автоматическим способами.

При ручном управлении все операции по управлению электроприводами производятся непосредственным воздействием рабочего в результате принятого решения на основании сопоставления показаний приборов с требуемыми данными технологической инструкции на электрический аппарат ручного управления (пусковые и регулировочные реостаты, контроллеры и др.).

Примером ручного управления может служить управление двигателями с помощью контроллеров на кранах металлургических цехов.

При автоматическом управлении все сигналы от приборов, контролирующих протекание технологического процесса, направляются непосредственно в техническое устройство, вырабатывающее необходимое решение и посредством специальной техники осуществляющее управление процессом.

Другими словами, при автоматическом управлении электроприводом операции пуска, торможения, реверсирования, регулирования скорости и поддержания режима работы в соответствии с требованиями технологического процесса выполняются при помощи специальной электрической аппаратуры, без участия человека.

Если не все функции управления по технико-экономическим причинам возможно переложить на технические средства и часть из них выполняется человеком, то такое управление называется автоматизированным.

Автоматизация управления имеет большое народнохозяйственное значение, так как она дает возможность повысить производительность и облегчить условия труда рабочего, улучшить качество продукции, увеличить надежность и др.

Автоматизация управления электроприводами является неотъемлемой частью автоматизации многих производственных процессов и позволяет осуществить комплексную автоматизацию сложных технологических агрегатов.

Применяемые для управления электроприводами автоматические системы содержат большое разнообразие электрической аппаратуры, выполняющей различные функции и обеспечивающей необходимую последовательность выполнения операций.

Автоматическое управление достаточно сложно, поэтому для его освоения и удобства эксплуатации необходимо рациональное начертание схем.

ГОСТ 2.701—68 устанавливает виды и типы схем и общие требования к их выполнению, а ГОСТ 2.702—69 — правила выполнения электрических схем.

Остановимся на четырех видах изображения схем:

1. Структурные схемы, как отмечалось выше, определяют основные функциональные части установки, их назначение и взаимосвязи и служат для общего ознакомления с установкой. Функциональные части на схеме изображают в виде

прямоугольников, а наименование частей рекомендуется вписывать внутрь прямоугольников.

2. Функциональные схемы разъясняют определенные процессы, протекающие в отдельных функциональных цепях установки или в установке в целом и служат для изучения принципа работы установок, а также используются при их наладке, регулировке, контроле и ремонте. Функциональные части на схеме, как правило, изображают в виде условных графических обозначений. Графическое построение схемы должно давать наиболее наглядное представление о последовательности проходящих процессов.

3. Принципиальные схемы определяют полный состав элементов и связей между ними и дают детальное представление о принципах работы установки. На принципиальной схеме изображают все электрические элементы, необходимые для осуществления и контроля в установке заданных электрических процессов, и все энергетические связи между ними, а также электрические элементы (разъемы, зажимы и т. д.), которыми заканчиваются входные и выходные цепи. При этом аппаратуру на таких схемах изображают не с учетом ее действительного расположения, а исключительно только из соображения удобства чтения схемы. Элементы одного и того же аппарата могут находиться в различных участках схемы.

4. Схема соединений (монтажная) показывает соединение составных частей установки и определяющие провода, которыми осуществляются эти соединения, а также места их присоединения. При начертании схем соединения принимают топографический способ изображения аппаратуры, т. е. элементы, относящиеся к одному аппарату, группируют вместе, провода и другие детали схемы изображают в соответствии с действительным их расположением.

Правила начертания схем определяются ГОСТ 2.702—69.

Из общих принципов изображения схем автоматического управления отметим следующие.

1. Силовые цепи и включенные в эти цепи элементы аппаратуры изображают на схеме жирными линиями.

Оперативные цепи и элементы аппаратуры в этих цепях — тонкими линиями.

2. Схемы вычерчивают для изделий, находящихся в отключенном состоянии. Это значит, что все контакты аппаратуры изображаются в положении, которое соответствует невозбужденному состоянию аппаратуры. Например, для реле и контактора — при отсутствии тока в катушке, для кнопки, конечного выключателя — при отсутствии нажатия и т. д.

3. Элементы аппаратуры и других частей на схеме изображают в виде условных графических обозначений согласно ГОСТ.

4. Всем элементам одного и того же аппарата дается одинаковое буквенное и цифровое обозначение.

Буквенное обозначение обычно указывает на функцию, выполняемую аппаратом, а цифрами обозначаются обычно отдельные аппараты, выполняющие одну и ту же функцию.

В настоящее время в прокатном производстве, как отмечалось выше, распространены как разомкнутые, так и замкнутые системы управления.

## 2. РАЗОМКНУТАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕМ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Разомкнутые системы в основном строятся с применением релейно-контакторной аппаратуры, и в таких системах обычно автоматизированы процессы пуска, торможения и реверсирования. Оператор воздействует только на командный аппарат (кнопочная станция, универсальный переключатель, командоконтроллер и др.), а все пусковые или тормозные операции — подключение (включение) двигателя к сети, последовательное закорачивание сопротивлений и др. — совершаются автоматически.

Автоматизация пускового и тормозного процессов имеет важное значение в управлении электродвигателями, обеспечивая повышение производительности и надежную работу механизмов.

На практике управление пуском двигателя осуществляется в функции времени, скорости, э. д. с., тока, пути и др. Однако принципы построения релейно-контакторных схем, с точки зрения их начертания и понимания, остаются общими.

На рис. 72, а приведена принципиальная схема управления двигателем параллельного возбуждения, обеспечивающая автоматизированный пуск, реверс и динамическое торможение. При этом ускорение осуществляется в функции времени, а торможение — в функции э. д. с. Работа схемы происходит следующим образом. Включением рубильника  $P1$  подготавливается к работе силовая цепь двигателя. При включении рубильника  $P2$  обмотка возбуждения  $ОВД$  создает в двигателе магнитный поток. При прохождении тока возбуждения двигателя через катушку реле ослабления поля  $РОП$ , последнее замыкает свой контакт в цепи катушки реле напряжения  $РН$ . При этом если командоконтроллер  $КК$  в нулевом положении (контакт  $ККО$  замкнут), то реле  $РН$  возбуждается и самоблокируется своим контактом. Возбуждается реле ускорения  $РУ1$ , которое своим контактом разрывает цепь катушек контакторов ускорения  $У1$  и  $У2$ .

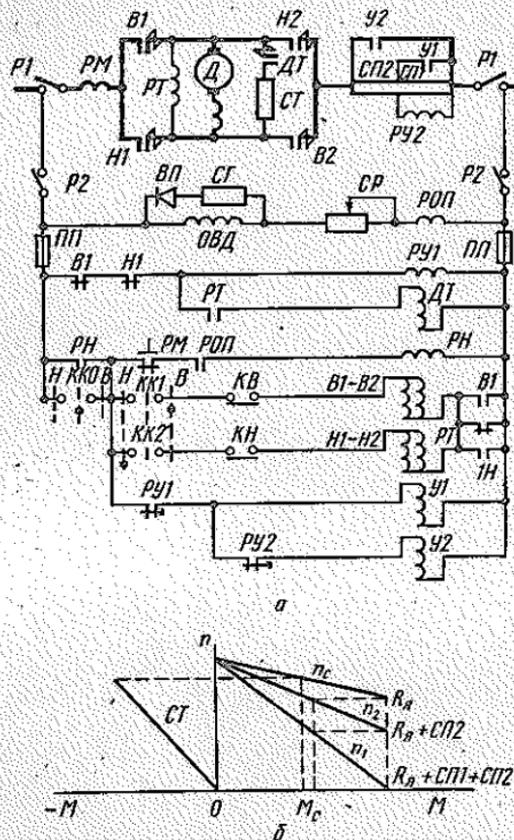


Рис. 72. Схема управления (а) и механические характеристики (б) двигателя параллельного возбуждения

Замыкание блок-контакта  $B1$  приводит к самоблокированию контакторов  $B1$  и  $B2$ . Размыкание блок-контакта  $B1$  в цепи катушки  $РУ1$  через выдержку времени, обеспечивающую разгон двигателя до скорости  $n_1$ , приводит к замыканию контакта  $РУ1$  и возбуждению контактора  $У1$ , который замыканием своего контакта шунтирует сопротивление  $СП1$ , и двигатель переходит на работу по механической характеристике  $R_d + СП2$ . Катушка реле  $РУ2$  закорачивается и через выдержку времени, в течение которого происходит разгон до скорости  $n_2$ , замыкает свой контакт  $РУ2$  и возбуждает контактор  $У2$ . При этом сопротивление  $СП2$  шунтируется контактами  $У2$ , и двигатель переходит на работу по естественной механической характеристике со скоростью  $n_c$ .

На якорь двигателя подается полное напряжение сети, и реле тормозное  $РТ$  возбуждается и размыкает свой контакт в цепи контакторов  $B1$  и  $B2$ . Однако благодаря самоблокировке контакта  $B1$  контакторы  $B1$  и  $B2$  остаются подключенными к сети. Замыкание контакта  $РТ$  в цепи катушки контактора динамического торможения  $ДТ$  подготавливает последний к работе. Двигатель будет работать

Включением рубильника  $P1$  подготавливается к работе силовая цепь двигателя. При включении рубильника  $P2$  обмотка возбуждения  $ОВД$  создает в двигателе магнитный поток. При прохождении тока возбуждения двигателя через катушку реле ослабления поля  $РОП$ , последнее замыкает свой контакт в цепи катушки реле напряжения  $РН$ . При этом если командоконтроллер  $КК$  в нулевом положении (контакт  $ККО$  замкнут), то реле  $РН$  возбуждается и самоблокируется своим контактом. Возбуждается реле ускорения  $РУ1$ , которое своим контактом разрывает цепь катушек контакторов ускорения  $У1$  и  $У2$ .

Управление работой двигателя производится при помощи командоконтроллера, имеющего три положения: нулевое и два положения для пуска двигателя «В» (вперед) и «Н» (назад). При переводе командоконтроллера, например, в положение «В» замыкается контакт  $КК1$  и контакторы  $B1$  и  $B2$  возбуждаются. При этом главные контакты  $B1$  и  $B2$  подключают якорь двигателя  $D$  к сети, и двигатель начинает разгоняться по механической характеристике  $R_d + СП1 + СП2$  (рис. 72, б). Прохождение тока якоря по сопротивлению  $СП1$  приводит к возбуждению реле ускорения  $РУ2$ , которое размыкает свой контакт в цепи катушки контактора  $У2$ .

в направлении «вперед», пока *КК* не будет поставлен в нулевое положение. При этом цепь катушек контакторов *B1* и *B2* разрывается. Якорь двигателя отключается от сети. Блок-контакт *B1* в цепи *PУ1* и *ДТ* замыкается. Возбуждается контактор *ДТ*, который своим контактом подключает к якорю сопротивление торможения *СТ*, и двигатель работает в режиме динамического торможения по характеристике *СТ* (рис. 72, б). При снижении э. д. с. двигателя до величины  $\sim 0,3U_n$  реле *РТ* замыкает свои контакты, но контакторы направления вращения не возбуждаются, так как цепь разорвана контактами *КК1* и *КК2*.

Возбуждение реле *PУ1* приводит к размыканию контактов *PУ1*, и контакторы *У1* и *У2* размыкают свои контакты в силовой цепи двигателя.

При включении командоконтроллера «назад» контакторы *H1* и *H2* получают возбуждение и своими силовыми контактами подключают якорь двигателя к сети, но измененной полярности напряжения, подводимого к якорю. В остальном последовательность работы аппаратуры аналогична описанному пуску «вперед». Если при работе «вперед» командоконтроллер переводят в положение «назад», то режим торможения происходит аналогично описанному до момента отпускания реле *РТ*. При замыкании контактов *РТ* контакторы *H1* и *H2* возбуждаются и подключают якорь двигателя к сети, двигатель в этом случае автоматически разгоняется в направлении «назад».

Схема предусматривает защиту двигателя при чрезмерных величинах тока (реле максимальное *РМ* срабатывает при токах 2—2,5  $I_n$ ), при исчезновении магнитного потока (реле *РОП*), а также при исчезновении напряжения сети (реле *РН*). Срабатывание защиты приводит к отключению реле *РН*, и, так как командоконтроллер находится не в нулевом положении, а контакторы *B1*, *B2* (*H1*, *H2*), *У1* и *У2* теряют питание, двигатель в режиме динамического торможения останавливается.

Восстановление схемы возможно только при постановке командоконтроллера в нулевое положение.

Если при работе двигателя механизм подходит к крайнему положению, то срабатывает конечный выключатель *КВ* (*КН*), контакторы *B1* и *B2* (*H1* и *H2*) отключаются и двигатель останавливается в режиме динамического торможения.

При отключении рубильника *P2* перенапряжения в ОВД снижаются за счет разряда накопленной в индуктивности энергии через сопротивление гашения *СТ* и полупроводниковый выпрямитель *ВП*.

Работа замкнутых систем управления будет рассмотрена во второй части применительно к системам управления конкретными прокатными станами.

## АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРОКАТНЫХ СТАНОВ

На металлургическом заводе завершается в прокатных цехах цикл производства. Обычно прокатный цех имеет несколько прокатных станов, каждый из которых прокатывает металл определенных размеров и профилей.

Основным назначением всякого прокатного стана является осуществление пластической деформации металла между вращающимися валками. Оборудование прокатного стана, служащее непосредственно для деформации металла, называется основным оборудованием. К нему относятся клетки с прокатными валками, приводной двигатель валков, редукторы и шестеренные клетки. Все остальное оборудование, необходимое для осуществления технологического процесса прокатки, называют вспомогательным оборудованием или вспомогательными механизмами. К такому оборудованию относятся механизмы для установки раствора между валками (нажимные винты), транспортирования металла (рольганги, шлепперы, контейнеры и др.), резки (ножницы, пилы), смотки (моталки) и др. Под прокатным станом понимают комплекс основного оборудования для производства прокатного профиля со всем относящимся к нему вспомогательным оборудованием.

Станы предназначенные для производства различных видов проката (заготовки, сортовой стали, листов, рельсов, труб и др.), существенно отличаются друг от друга как по конструктивному исполнению, так и по составу оборудования.

Классификация прокатных станов может быть проведена по расположению рабочих клетей (одноклетевые, линейные, полунепрерывные, непрерывные и др.), по схеме расположения валков (двух-, трех-, четырехвалковые и др.), по назначению (станы горячей прокатки — обжимные, заготовочные, рельсо-балочные, сортовые, проволочные, листовые, трубные и др.; станы холодной прокатки — листовые, жестепрокатные, для прокатки тончайшей ленты и др.; специальные станы — колесопрокатные, планетарные, переменного сечения и др.).

Требования к электроприводу стана определяются режимом работы стана. Самые различные по конструктивному оформлению и по прокатываемым профилям станы имеют одинаковый электропривод с типовыми схемами управления, если режим работы их одинаковый. Поэтому для выбора электропривода важное значение имеет классификация станов по режиму их работы. В соответствии с этим, с точки зрения электропривода основного оборудования, можно рассматривать по режиму работы станов следующие три вида:

- 1) реверсивные станы;
- 2) нереверсивные нерегулируемые станы;
- 3) нереверсивные регулируемые станы.

### Глава VII

#### ЭЛЕКТРОПРИВОД ОБЖИМНЫХ РЕВЕРСИВНЫХ СТАНОВ

##### 1. РЕЖИМ РАБОТЫ ОБЖИМНЫХ РЕВЕРСИВНЫХ СТАНОВ

Режим работы станы реверсивных станов характеризуется тем, что направление вращения валков меняется после каждого прохода, и прокатка слитка осуществляется в прямом и обратном направ-

влениях. К реверсивным станам горячей прокатки относятся блюминги, слябинги, толстолистовые станы, обжимные клетки рельсо-балочных, широкополосных, крупносортовых, трубнозаготовочных станом. Наибольший интерес представляют электроприводы блюмингов и слябингов — основных обжимных реверсивных станом, через которые проходит практически весь прокатываемый в слитках металл.

Блюминги и слябинги характеризуют диаметром рабочего вала. Различают малые блюминги с диаметром вала 850—900 мм и большие блюминги с диаметром вала 1000—1300 мм.

Слитки массой до 25 т прокатывают в заготовки сечением 150×150—400×400 мм на больших блюмингах и 125×125—200×200 мм на малых блюмингах. Число пропусков зависит от массы слитка и поперечного сечения блюмов и составляет 11—25. Характерным для таких станом также является захват и выброс металла при пониженной скорости вращения. Захват заготовки происходит при скорости 1—1,75 м/с (20—35 об/мин), после чего скорость валков стана увеличивается до рабочей, а перед выходом слитка из валков их скорость снижают до 1,5—2 м/с (30—40 об/мин), чтобы сократить время на последующий возврат слитка к валкам. Через 2—4 пропуска слиток кантуют, и в пропуске перед кантовкой выброс металла происходит на полной рабочей скорости. Максимальная скорость прокатки в последних пропусках при большой длине раската достигает 5—6,5 м/с.

На действующих блюмингах для большинства пропусков время нахождения металла в валках порядка 2—3 с, а время пауз между пропусками 1,5—4,5 с. Время нахождения металла в валках блюминга немного превышает суммарное время пауз за время цикла. Общее время пауз в основном определяется временем перемещения валков (как правило, это время больше времени возврата слитка к валкам), временем кантовок и временем подачи следующего слитка к валкам. Режим работы двигателя характеризуется высокой частотой пусков, реверсов и торможений, достигающей 1200—1500 включений в час. При этом ускорения составляют 40—80, достигая в некоторых случаях 100 об/мин/с и более.

Обеспечение высокой производительности современных блюмингов, достигающей 6 млн. т в год, требует расхода энергии на тонну проката порядка 15—25 кВт·ч, в том числе на долю главного привода 8—12 кВт·ч [19]. Энергетический к. п. д. главного привода в системе Г—Д, представляющий отношение энергии деформации к энергии, полученной от сети, обычно не превышает 0,65. Такой низкий энергетический коэффициент объясняется многократным преобразованием энергии и низким к. п. д. прокатных двигателей, который при перегрузке падает до 0,8—0,85.

Работа двигателей характеризуется значительными резкими толчками, и большую часть времени они работают в переходных режимах. Обеспечение высокой производительности таких станом

требует совершенных систем электропривода и систем автоматики.

Для обеспечения требуемых технологических режимов работы и высокой производительности блюмингов его электропривод должен удовлетворять следующим основным требованиям:

1. Обеспечивать частые пуски, реверсирования и торможения (до 1200—1500 включений в час).

2. Иметь широкие пределы регулирования скорости при минимальных потерях.

3. Электрические машины должны иметь максимально высокий к. п. д., минимальный момент инерции, большую перегрузочную способность, обеспечивающую быстрое ускорение стана со слитком в валках при надежной коммутации и максимальной надежности в эксплуатации.

4. Обеспечивать рациональное протекание переходных процессов при разгоне, реверсировании, торможении и регулировании скорости вращения двигателей, надежную защиту электрооборудования от перегрузок и аварий, простоту управления и обслуживания.

5. Система управления электроприводом должна обеспечивать удобство ввода управляющих воздействий со стороны системы автоматики при малой мощности этих воздействий.

## 2. ЭЛЕКТРОПРИВОД БЛЮМИНГА

Указанным требованиям наилучшим образом отвечает безредукторный электропривод постоянного тока, управляемый по системам Г—Д, УРВ—Д и ТП—Д.

Эти системы обеспечивают широкий диапазон регулирования скорости (до 1 : 12) без применения специальных устройств, рациональное протекание переходных процессов и возможность построения маломощных систем управления с применением бесконтактных логических схем.

Для обеспечения высокой производительности и высоких экономических показателей работы блюминга нашли применение две системы привода: с групповым и индивидуальным приводом валков.

На рис. 73 приведены основные элементы систем электропривода с групповым и индивидуальным приводом валков.

Как видно из рисунка, рабочие валки *ВР* стана приводятся во вращение от двигателей постоянного тока. При групповом приводе (рис. 73, *а*) один двигатель *Д* обеспечивает вращение рабочих валков через шестеренную клеть *ШК* и универсальные шпиндели *УШ*.

При индивидуальном приводе валков (рис. 73, *б*) каждый рабочий валок получает вращение от своего двигателя *Д1* и *Д2* через универсальные шпиндели.

Якори двигателей получают питание по системам Г—Д, УРВ—Д или ТП—Д. Обмотки возбуждения электрических машин получают питание от возбудителя В, от УРВ (ионный возбудитель), или от ТП (тиристорный возбудитель).

Требуемые технологическим процессом режимы работы привода обеспечиваются системой управления привода стана СУПС.

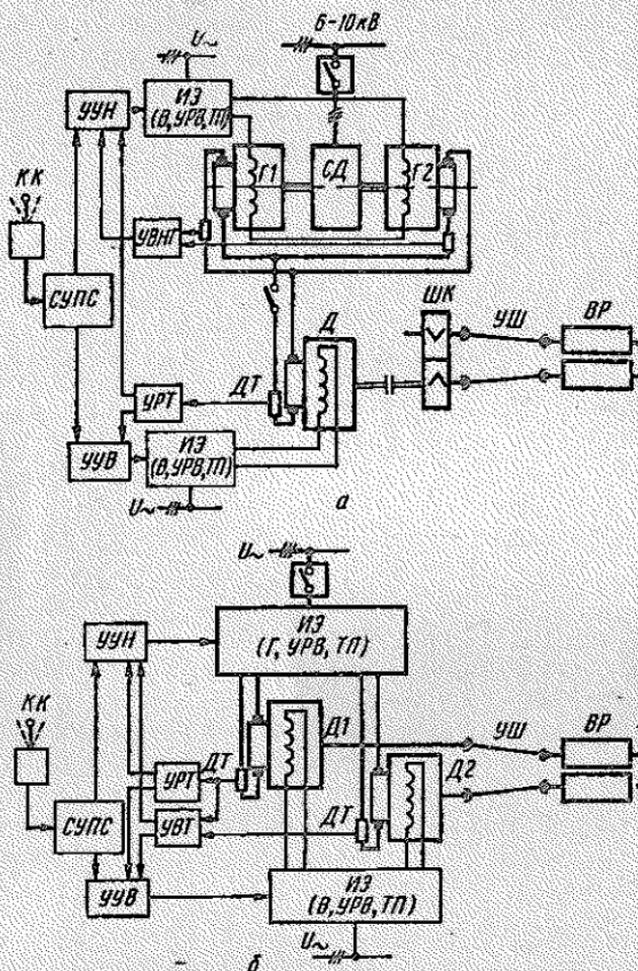


Рис. 73. Основные элементы систем электропривода блюминга с групповым (а) и индивидуальным (б) приводами валков

Так как скорость двигателя постоянного тока может регулироваться как за счет подводимого к якорю напряжения, так и за счет изменения магнитного потока, то система СУПС имеет узел управления напряжением УУН, воздействующий на источник энергии ИЭ якорей двигателей, и узел управления возбуждением УУВ, воздействующий на ИЭ обмотки возбуждения двигателей. Необходимый скоростной режим двигателей оператор обес-

печивает педальным командоконтроллером *КК*, воздействующим через систему *СУПС* и узлы *УУН* и *УУВ* на изменение напряжения или потока двигателей.

Как отмечалось, работа блюминга характеризуется большими пиковыми нагрузками в динамических режимах. Для ограничения максимальной величины силы тока в системе привода блюминга применяется узел регулятора нагрузки *УРТ*, который при достижении максимального тока предотвращает дальнейший рост за счет снижения скорости вращения двигателя через узлы *УУВ* и *УУН*.

В случае применения системы  $\Gamma$ — $\Delta$  при групповом приводе рабочих валков (см. рис. 73, а) питание прокатного двигателя *Д* осуществляется, как правило, от двух генераторов постоянного тока *Г1* и *Г2*, работающих параллельно. Для обеспечения равномерной загрузки генераторов применяется узел выравнивания нагрузки генераторов *УВНГ*, воздействующий через *УУН* на перераспределение напряжений генераторов *Г1* и *Г2*. Генераторы *Г1* и *Г2* приводятся во вращение синхронным двигателем *СД* (получает питание от шин высокого напряжения) и составляют преобразовательный агрегат для питания прокатного двигателя. В случае индивидуального привода валков (см. рис. 73, б) равномерная загрузка двигателей *Д1* и *Д2* обеспечивается узлом выравнивания нагрузки *УВТ*, воздействующим через *УУН* и *УУВ* на перераспределение скорости вращения этих двигателей. Все электрическое оборудование (за исключением педального командоконтроллера *КК*) систем привода рабочих валков блюминга — прокатные двигатели, преобразовательные и возбудительные агрегаты, *УРВ*, *ТП* и аппаратура систем управления для регулирования режима работы привода — устанавливается в машинном зале, изолированном от основного технологического оборудования блюминга.

Управление прокатным двигателем и двигателями вспомогательных механизмов рабочей линии стана производится с главного поста управления, расположенного в цехе над подводящим рольгангом с передней стороны, при помощи педальных и ручных командоконтроллеров.

### 3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ГЛАВНОГО ПРИВОДА

Электроприводы реверсивных обжимных станов горячей прокатки относятся к электроприводам большой мощности. Такие электроприводы оборудуются электрическими машинами предельной мощности.

*Прокатный двигатель.* Реверсивные обжимные прокатные станы определили развитие реверсивных прокатных двигателей специального металлургического исполнения, обеспечивающих повышенную механическую и электрическую прочность (усиленные подшипники и крепление обмоток якоря, теплостойкая изоля-

ция и др.). Двигатели допускают большие кратковременные перегрузки по току и моменту ( $\lambda = 2,5 \div 3$ ). Станины двигателей для удобства монтажа и ремонта выполняют разъемными.

На блюмингах 1000—1150 мм с групповым приводом валков применяют двигатели напряжением 750—900 В, мощностью 5150—10 560 кВт с основной скоростью вращения 50—65 об/мин и максимальной скоростью за счет ослабления потока 120—90 об/мин с номинальным вращающим моментом 1000—1200 кН·м. Такие двигатели имеют диаметр якоря порядка 3,8 м и маховой момент 385—455 тс·м<sup>2</sup>.

На станах 1150—1300 мм с индивидуальным приводом валков применяют двигатели напряжением до 1000 В, мощностью  $2 \times 4500$ — $2 \times 6800$  кВт при основной скорости вращения 70—60 об/мин и максимальной 120—90 об/мин с номинальным вращающим моментом  $2 \times 630$ — $2 \times 1100$  кН·м. Такие двигатели имеют диаметр якоря 2,5—3,4 м и маховой момент  $2 \times 135$ — $2 \times 310$  тс·м<sup>2</sup>.

В настоящее время широкое внедрение получили двигатели с двухходовой обмоткой, обладающие более высокими техническими и эксплуатационными показателями. Применение двухходовых обмоток позволяет повысить окружную скорость якоря, уменьшить число полюсов машины, улучшить к. п. д., уменьшить диаметр якоря ( $GD^2$ ) при той же мощности машины, расширить диапазон регулирования скорости двигателя за счет подводимого к якорю напряжения. Недостатком машин с двухходовой обмоткой является повышение постоянных времени.

Необходимо отметить, что выбор номинальной скорости вращения и номинального момента двигателя для каждого конкретного реверсивного двигателя должен обосновываться технико-экономическими расчетами. Для слябингов, прокатывающих заготовки меньшей длины, при больших значениях моментов прокатки применяют более тихоходные двигатели, чем для блюмингов. Номинальные скорости вращения двигателей горизонтальных валков слябингов 40—50, блюмингов, 60—70 об/мин. При небольшом числе пропусков у блюмингов (порядка 9—11), когда длина заготовки относительно мала, а моменты прокатки большие, номинальная скорость вращения двигателя блюминга берется более низкой (~50 об/мин).

*Генераторы преобразовательного агрегата.* Питание двигателей главного привода больших блюмингов обычно осуществляется от двух генераторов. Объясняется это тем, что машину постоянного тока при данном диаметре якоря и при заданной скорости вращения можно построить только на вполне определенную наибольшую (предельную) мощность. Ниже будет показано, что существенное значение на протекание переходных процессов в электроприводе имеет электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения генератора. При одной и той же мощности более быстроходные машины имеют меньшие значения постоянных

времени. По этим причинам для питания двигателей реверсивных станов желательнее иметь более быстроходные генераторы. При этом предельная мощность генератора меньше мощности двигателя, что приводит к необходимости использования двух и более генераторов для питания двигателей реверсивных станов.

Следует отметить, что развитие статических преобразователей в настоящее время достигло такого уровня, что в ближайшее время изготовление машинных агрегатов для питания электроприводов прокатного производства, возможно, будет прекращено.

*Двигатели преобразовательного агрегата.* В качестве приводного двигателя преобразовательного агрегата используют высоковольтные асинхронные или синхронные двигатели (см. рис. 73). Характер нагрузки преобразовательного агрегата определяется нагрузкой прокатного двигателя, которая, в соответствии с данными технологического процесса, чередуется с паузами между прокаткой. При этом в среднем время нагрузки 2—3, время пауз 1,5—4,5 с. Резко выраженный ударный характер приложения нагрузки при таком времени обусловил применение маховичного привода с асинхронным приводным двигателем, который обеспечивает выравнивание нагрузки асинхронного двигателя за время цикла, позволяет снизить номинальную мощность двигателя, получить меньшие пики тока в сети, питающей двигатель. Поэтому долгое время асинхронный двигатель с маховиком имел преимущественное применение для привода преобразовательных агрегатов реверсивных обжимных станов.

Однако для современных блюмингов большой производительности при большом числе включений в час эксплуатация маховичных преобразовательных агрегатов с жидкостным регулятором скольжения становится сложной и характеризуется большими потерями энергии в регуляторе скольжения.

С другой стороны, резкое возрастание мощности питающих сетей металлургических заводов делает сети менее чувствительными к большим толчкам тока в питающей сети. Поэтому в последние годы чаще всего используют безмаховичные преобразовательные агрегаты с синхронными двигателями мощностью до 20 000 кВ·А, которые обеспечивают лучшие технико-экономические показатели (более высокий к. п. д.,  $\cos \varphi$ , меньшая масса и др.).

#### **4. ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ РЕВЕРСИВНЫХ СТАНОВ**

Эксплуатационные характеристики двигателей дают зависимость максимально допустимых значений момента  $M$ , мощности  $P$  и тока  $I$  двигателя от скорости его вращения  $n$ .

Для двигателей реверсивных обжимных станов различают номинальные, максимальные рабочие и максимальные отключаемые моменты, токи и мощности.

Необходимость таких характеристик обуславливается тем, что на реверсивных станах ускорение производится со слитком в валках и двигатель, кроме преодоления технологического момента прокатки, должен обеспечить динамические моменты для получения требуемых ускорений.

Допустимые значения тока, момента и мощности двигателя в зависимости от скорости вращения приведены на рис. 74, а,

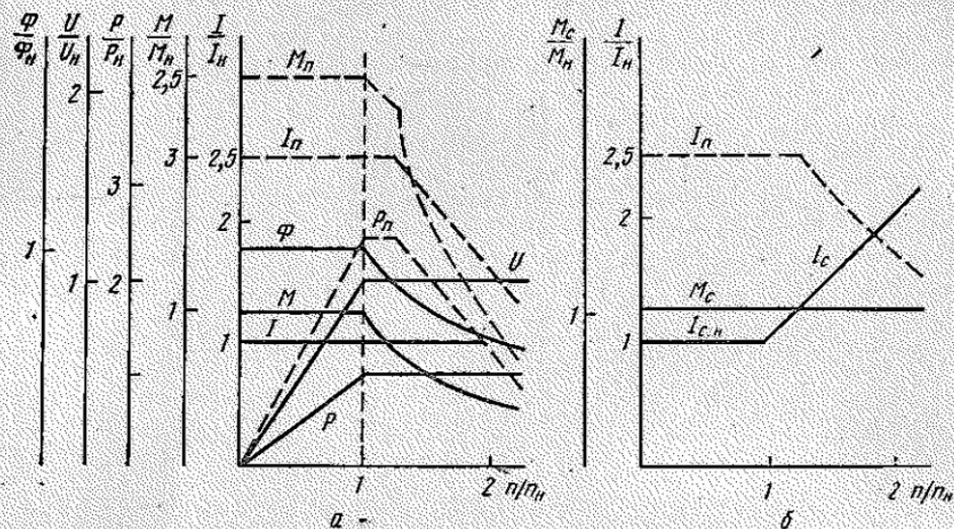


Рис. 74. Эксплуатационные характеристики блюминга (а) и изменение статического тока при регулировании скорости потоком (б)

на котором также показано, как изменяется напряжение и поток двигателя.

Номинальные эксплуатационные характеристики (сплошные линии на рис. 74) строят для длительного режима работы, исходя из условия, что ток якоря, определяющий нагрев двигателя во всем диапазоне скоростей, не должен превышать номинальный  $I_n$ .

Регулирование скорости двигателя до основной происходит за счет изменения напряжения, подводимого к якорю двигателя при номинальном значении потока двигателя, т. е. при постоянном моменте  $M = k_M \Phi I_n$  и переменной мощности  $P = Mn/9550$ , пропорциональной скорости вращения.

Регулирование скорости вращения от номинальной до максимальной производят за счет уменьшения потока двигателя при постоянном напряжении, подводимом к якорю, т. е. при постоянной мощности  $P = UI \cdot 10^{-3}$  кВт и переменном моменте  $M = 9550P/n$  Н·м. При этом, как было показано выше, изменение магнитного потока по отношению к номинальному определяется соотношением  $\Phi = \Phi_n \frac{n_n}{n}$ , а допустимый момент двигателя  $M = k_M \Phi I_n = k_M \Phi_n I_n \frac{n_n}{n} = M_n \frac{n_n}{n}$ .

Таким образом, при длительном режиме работы допустимый момент двигателя и величина магнитного потока для скоростей вращения от номинальной до максимальной изменяются обратно пропорционально скорости вращения.

Максимальные рабочие эксплуатационные характеристики (пунктирные линии на рис. 74, а) строят, исходя из условия, что предельно допустимый ток ( $I_n$ ) для каждого значения скорости вращения должен обеспечивать надежную и безыскровую коммутацию двигателя.

Коммутация генераторов и двигателей электропривода реверсивного стана протекает в исключительно тяжелых условиях, что объясняется реверсивным характером работы привода после каждого пропуска. При каждом таком переключении в приводе возникают максимальные толчки тока при большой скорости вращения двигателя (минимальный период коммутации).

Момент статической нагрузки за время прокатки является величиной постоянной. При регулировании скорости вращения выше основной изменение  $I_c$  для одного и того же момента сопротивления  $M_c$  происходит по уравнению

$$I_c = \frac{M_c}{k_M \Phi} = \frac{M_c}{k_M \Phi_n \frac{n_n}{n}} = \frac{M_c}{k_M \Phi_n} \cdot \frac{n}{n_n} = I_{c, n} \frac{n}{n_n}, \quad (\text{VII.1})$$

т. е. ток статической нагрузки ( $I_c$ ) по сравнению с током статической нагрузки при номинальном потоке ( $I_{c, n}$ ) увеличивается пропорционально скорости вращения (рис. 74, б).

Поэтому после того, как скорость двигателя возрастет до значения, когда начинается неудовлетворительное протекание коммутационного процесса (степень искрения не превосходит 1,5 согласно ГОСТ 183—66), величина максимального эксплуатационного (предельного) тока по мере увеличения скорости должна уменьшаться, т. е. перегрузочная способность двигателя по току  $\lambda_n$  уменьшается с уменьшением потока.

Предельно допустимый ток

$$I_n = \lambda_n I_{c, n}. \quad (\text{VII.2})$$

Предельно допустимый момент

$$M_n = k_M \Phi \lambda_n I_n = k_M \Phi_n I_{c, n} \frac{n_n}{n} \lambda_n = M_n \frac{n_n}{n} \lambda_n. \quad (\text{VII.3})$$

Предельно допустимая мощность

$$P_n = \frac{M_n n}{9550} = \frac{M_n n_n}{9550} \lambda_n = P_n \lambda_n. \quad (\text{VII.4})$$

Если в процессе ускорения привода статические нагрузки превышают допустимые (прокатка более холодного слитка, увеличенное обжатие и др.), система управления приводом должна автоматически ограничить ускорение привода, т. е. уменьшить динамическую составляющую тока. Эту задачу выполняет регу-

лятор тока (нагрузки), который обеспечивает автоматическое определение максимального эксплуатационного тока в зависимости от скорости вращения с тем, чтобы двигатель был использован по перегрузочным свойствам во всем диапазоне скоростей.

Под максимальными отключающими значениями момента, мощности и тока понимают те их значения, при которых двигатель отключается от питающих агрегатов. Обычно эти величины на 15—20% выше максимальных рабочих значений.

### 5. ИЗМЕНЕНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПУСКЕ ДО ОСНОВНОЙ СКОРОСТИ ПО СИСТЕМЕ Г—Д

Достижение максимальной производительности при заданной программе прокатки непосредственно зависит от параметров электропривода и систем управления. Для понимания основных принципов построения систем управления реверсивными обжимными станами необходимо остановиться на физике процессов, происходящих в электрических машинах при большом числе включений.

Теория переходных процессов для этого случая применительно к системе Г—Д разработана проф. Д. П. Морозовым [201].

В системе Г—Д управление скоростью реверсивного привода осуществляется посредством изменения величины и полярности подводимого к якору двигателя напряжения (рис. 75, а), а также величины потока возбуждения двигателя. Такое регулирование получило наименование двухзонного регулирования скорости. Обычно управление напряжением генератора и полем двигателя чередуется. Для обеспечения минимального времени переходного процесса система управления должна обеспечивать четкое управление магнитным потоком двигателя в зависимости от величины напряжения на якоре. При ускорении двигателя ослабление потока должно начинаться только при напряжении на якоре, близком к номинальному, а при замедлении напряжение на якоре не должно снижаться практически до полного усиления потока двигателя.

Таким образом, систему управления скоростью двигателя можно рассматривать как состоящую из двух независимых систем: управление возбуждением генератора и управление возбуждением двигателя.

На рис. 75, а приведена схема пуска двигателя в системе Г—Д. Необходимо определить закон изменения скорости ненагруженного двигателя  $D$  при замыкании ключа  $K$  в цепи обмотки воз-

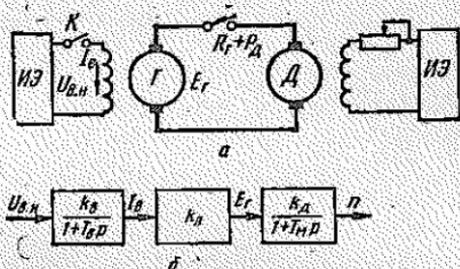


Рис. 75. Схема пуска двигателя в системе Г—Д (а) и структурная схема системы (б)

буждения генератора  $\Gamma$ , обладающей индуктивностью  $L_b$  и сопротивлением  $R_b$ . Будем считать, что источник энергии ИЭ имеет постоянное напряжение  $U_{в.н}$ .

Изменение тока возбуждения  $I_b$  во времени

$$I_b = \frac{U_{в.н}}{R_b} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_b}}\right) = I_{в.н} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_b}}\right), \quad (VII.5)$$

где  $T_b = L_b/R_b$  — электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения.

Так как магнитная система генератора и вращение якоря в магнитном поле представляются усилительными звеньями, то

$$\Phi_b = k_\Phi I_b = k_\Phi I_{в.н} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_b}}\right) = \Phi_{в.н} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_b}}\right); \quad (VII.6)$$

$$E_r = k_r I_b = k_r I_{в.н} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_b}}\right) = E_{r.н} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_b}}\right). \quad (VII.7)$$

В системе  $\Gamma$ —Д входным сигналом для двигателя целесообразно считать э. д. с. генератора  $E_r$ , а электрические параметры якорной цепи отнести к двигателю. При этом передаточная функция двигателя для случая пуска двигателя вхолостую ( $M_c = 0$ ) и при условии, что индуктивность якорной цепи равна нулю, определяется уравнением [см. формулу (II.38)]:

$$W_d(p) = \frac{n(p)}{E_r(p)} = \frac{k_d}{T_m p + 1}, \quad (VII.8)$$

где  $T_m = \frac{GD^2(R_r + R_d)}{38,2 c_{EM}}$  — электромеханическая постоянная времени привода.

Структурная схема системы  $\Gamma$ —Д для рассматриваемого случая представлена на рис. 75, б.

Передаточная функция такой системы для управляющего воздействия  $U_{в.н}$  [см. формулу (III.15)]:

$$W(p) = \frac{n(p)}{U_{в.н}(p)} = \frac{k_b}{1 + T_b p} k_r \frac{k_d}{1 + T_m p} = \frac{k_r k_d}{(1 + T_b p) \cdot (1 + T_m p)}, \quad (VII.9)$$

где  $k_r = k_b k_\Phi$  — коэффициент усиления генератора по напряжению.

Характеристическое уравнение системы

$$(1 + T_b p) \cdot (1 + T_m p) = 0 \quad (VII.10)$$

и его корни

$$p_1 = -\frac{1}{T_b} \quad \text{и} \quad p_2 = -\frac{1}{T_m}. \quad (VII.11)$$

Решение уравнения (VII.9) записывается в виде

$$n = A_1 e^{-\frac{t}{T_b}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_m}} + C. \quad (VII.12)$$

Для рассматриваемого случая разгона двигателя вхолостую постоянные интегрирования находим из условий: при  $t = 0$

$$n = 0 \text{ и } A_1 + A_2 + C = 0; \quad (\text{VII.13})$$

при  $t = \infty$

$$n = n_{0н} \text{ и } C = n_{0н}; \quad (\text{VII.14})$$

где  $n_{0н}$  — установившаяся скорость вращения при холостом ходе.

Числитель передаточной функции системы не содержит функцию от оператора  $p$ . Это значит, что система реагирует только на входную величину и не реагирует на ее производные, т. е. первая производная от  $n$  при  $t = 0$  равна нулю:

$$-\frac{1}{T_B} A_1 - \frac{1}{T_M} A_2 = 0. \quad (\text{VII.15})$$

Решение полученных уравнений (VII.13)—(VII.15) дает значения постоянных интегрирования:

$$\left. \begin{aligned} C &= n_{0н}; \\ A_1 &= -\frac{T_B}{T_B - T_M} n_{0н}; \\ A_2 &= \frac{T_M}{T_B - T_M} n_{0н}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VII.16})$$

Подставляя значения постоянных в уравнение (VII.12), получим уравнение изменения скорости вращения двигателя при пуске вхолостую:

$$n = \frac{n_{0н}}{T_B - T_M} \left[ T_B \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_B}} \right) - T_M \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right) \right]. \quad (\text{VII.17})$$

Уравнение показывает, что закон изменения скорости вращения двигателя при пуске определяется величинами электромагнитной постоянной времени обмотки возбуждения генератора ( $T_B$ ) и электромеханической постоянной времени привода ( $T_M$ ).

Значение конструктивной электромагнитной постоянной времени обмоток возбуждения генераторов мощных реверсивных станов составляет 2—4 с, а значение электромеханической постоянной времени привода блюминга примерно 0,04—0,05 с (Электромеханическая постоянная привода блюминга с двигателем  $P_n = 5150$  кВт,  $n_n = 50$  об/мин,  $U_n = 800$  В,  $I_n = 7050$  А,  $R_r + R_d = 0,00432$  Ом с маховым моментом вместе со станом  $GD^2 = 500$  тс·м<sup>2</sup> равна 0,0425 с) [20].

Характерным для электропривода блюмингов является большое соотношение постоянных времени  $T_B/T_M$ , которое составляет

45—90. При таком соотношении величиной  $T_m$  в уравнении (VII.17) можно пренебречь, и уравнение изменения скорости вращения двигателя при пуске вхолостую принимает вид

$$n = n_{0н} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_B}} \right). \quad (\text{VII.18})$$

Из приведенных формул видно, что в переходном режиме ток возбуждения генератора  $I_B$ , э. д. с. генератора  $E_r$  и скорость

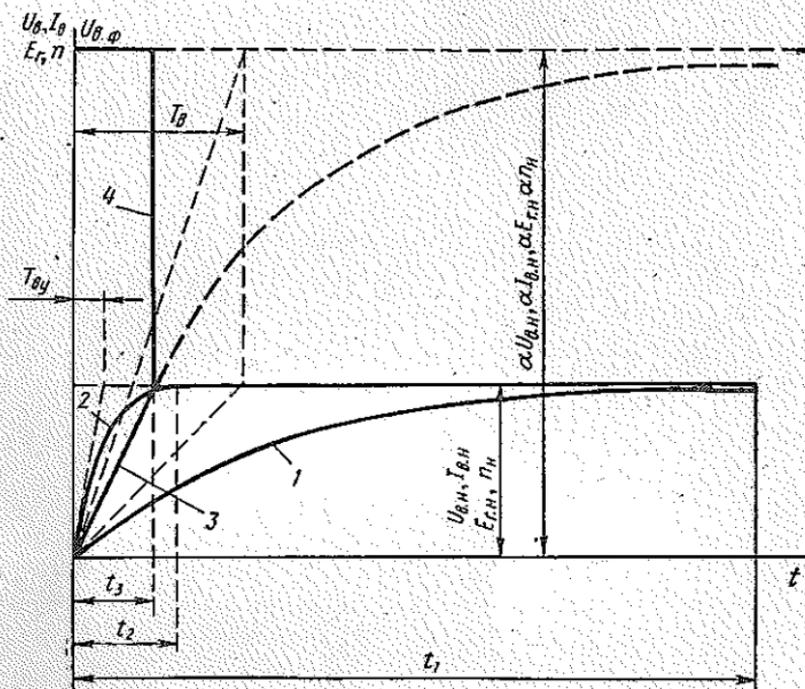


Рис. 76. Форсирование процесса возбуждения в переходных режимах

вращения двигателя  $n$  изменяются по экспоненциальному закону.

Графическое изменение этих величин в функции времени представлено кривой 1 на рис. 76.

Длительность переходного процесса практически равна  $t = 4T_B$ , и при значениях конструктивной электромагнитной постоянной времени  $T_B = 2 \div 4$  с двигатель будет разгоняться до установившейся скорости вращения в течение 8—16 с (время  $t_1$  на рис. 76).

Такая длительность переходных процессов недопустима по условиям производительности. Время разгона до основной скорости для современных станков должно быть в пределах 0,7—1,3 с. Для уменьшения времени переходных процессов применяют форсирование процесса возбуждения.

## 6. ФОРСИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМЕ Г—Д

Для форсирования процессов возбуждения генераторов на практике используют два способа.

Первый способ обеспечивает форсирование за счет уменьшения постоянной времени цепи обмотки возбуждения генератора.

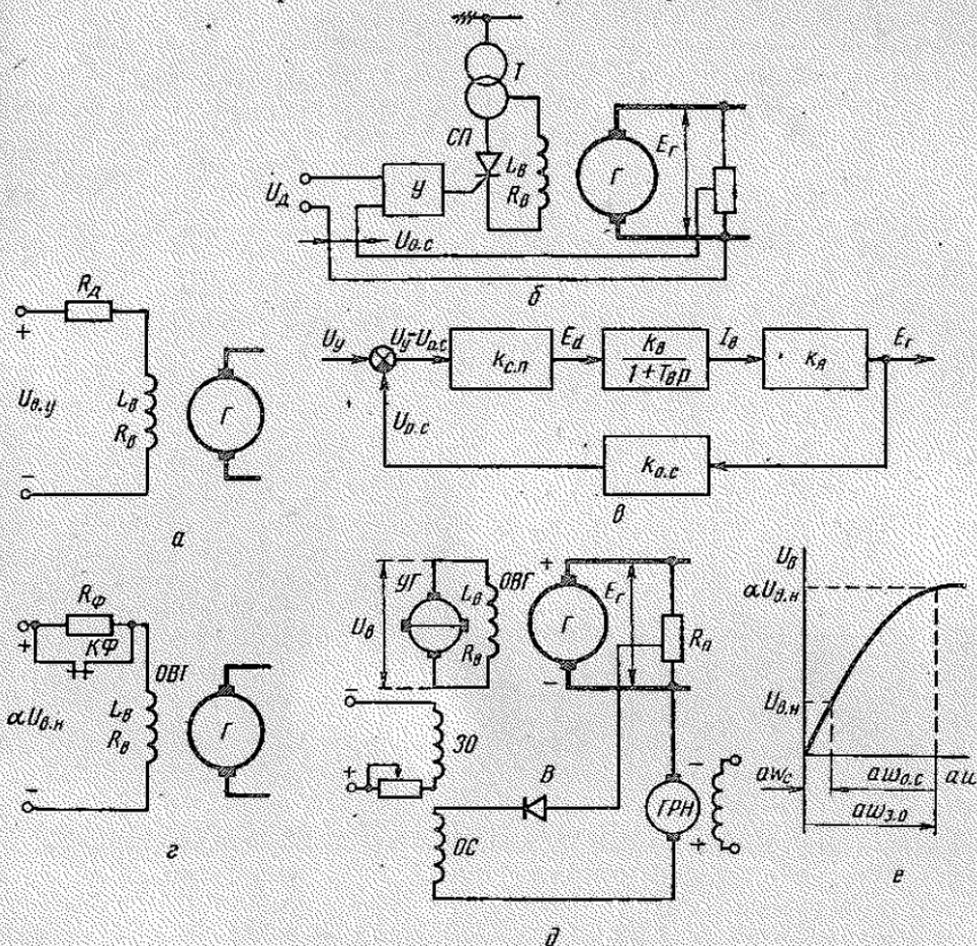


Рис. 77. Схемы форсирования процесса возбуждения

В разомкнутых системах управления это достигается включением в цепь обмотки возбуждения генератора добавочного сопротивления  $R_d$  (рис. 77, а). В этом случае постоянная времени цепи возбуждения

$$T_{в.ц} = \frac{L_b}{R_b + R_d} \quad (\text{VII.19})$$

Процесс возбуждения в этом случае проходит по уравнению

$$E_r = E_{r.н} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{в.ц}}} \right) \quad (\text{VII.20})$$

и представлен кривой 2 на рис. 76, откуда видно, что переходный процесс заканчивается через время  $t_2 < t_1$ . Совершенно очевидно, что постоянная времени с помощью  $R_d$  может быть уменьшена до величины, которая обеспечит требуемое практикой время разгона блюминга.

В замкнутых системах управления постоянную времени цепи возбуждения снижают путем применения жесткой отрицательной обратной связи по выходному напряжению (или току возбуждения) генератора, подаваемому на вход усилителя управляющего напряжения  $U_y$ , как это показано на рис. 77, б, в.

Передаточная функция такой замкнутой системы

$$W(p) = \frac{E_r(p)}{U_y(p)} = \frac{k_r}{1 + T_{вp} + k_r k_{о.с}}, \quad (\text{VII.21})$$

где  $k_r = k_{с.п} k_{в} k_{я}$  — коэффициент усиления системы по напряжению;

$k_{о.с} = \frac{U_{о.с}}{E_r}$  — коэффициент обратной связи.

Отсюда

$$E_r (1 + k_r k_{о.с} + T_{вp}) = k_r U_y; \quad (\text{VII.22})$$

$$E_r \left( 1 + \frac{T_{в}}{1 + k_r k_{о.с}} p \right) = \frac{k_r}{1 + k_r k_{о.с}} U_y. \quad (\text{VII.23})$$

Это выражение есть уравнение инерционного звена с постоянной времени  $T_{в.ц} = \frac{T_{в}}{1 + k_r k_{о.с}}$  и коэффициентом усиления  $\frac{k_r}{1 + k_r k_{о.с}}$ , т. е. применение жесткой отрицательной обратной связи уменьшает постоянную времени и коэффициент усиления в  $(1 + k_r k_{о.с})$  раз.

Процесс возбуждения в этом случае проходит по уравнению (VII.20).

Отметим также, что в автоматизированном электроприводе жесткая отрицательная обратная связь находит широкое применение для суммирующих магнитных и электромашинных усилителей. Обычно в таких системах  $k k_{о.с} \gg 1$ , и уравнение, связывающее выходную  $U_{вых}$  и входную  $U_{вх}$  величины, имеет вид

$$\left( 1 + \frac{T}{k k_{о.с}} p \right) U_{вых} = \frac{1}{k_{о.с}} U_{вх}, \quad (\text{VII.24})$$

т. е. можно считать, что в усилителях с жесткой обратной связью коэффициент усиления равен  $1/k_{о.с}$  и является постоянной величиной, что свидетельствует о линейной зависимости между входной и выходной величинами в установившемся режиме. При отсутствии этой связи зависимость может быть нелинейной.

Второй способ обеспечивает форсирование за счет приложения к обмотке возбуждения генератора (ОВГ) на время переходного процесса напряжения  $U_{в.ф}$ , превышающего требуемое на-

пряжение  $U_{в.н}$  на обмотке возбуждения генератора при установившемся режиме работы (кривая 4 на рис. 76).

Отношение повышенного напряжения  $U_{в.ф}$  к номинальному напряжению ОВГ  $U_{в.н}$  называется коэффициентом форсирования  $\alpha$ :

$$\alpha = U_{в.ф}/U_{в.н}. \quad (\text{VII.25})$$

Простейшая реализация этого способа форсирования для разомкнутых систем управления представлена на рис. 77, з. На время переходного процесса к ОВГ приложено напряжение  $\alpha U_{в.н}$ . По достижении заданной величины напряжения генератора  $E_{г.н}$  размыканием контактов  $K\Phi$  в цепь обмотки ОВГ вводится форсировочное сопротивление  $R_{\Phi}$ , величина которого обуславливает прохождение в ОВГ заданного установившегося тока:

$$I_{в.н} = \frac{\alpha U_{в.н}}{R_{\Phi} + R_{в}}. \quad (\text{VII.26})$$

Мощность цепи возбуждения генератора при этом равна

$$P_{в.н} = \alpha U_{в.н} I_{в.н} 10^{-3} = \alpha P_{в.н}. \quad (\text{VII.27})$$

Переходный процесс до момента включения  $R_{\Phi}$  проходит по экспоненциальному закону с конструктивной постоянной времени  $T_{в} = L_{в}/R_{в}$  по уравнениям

$$I_{в} = \alpha I_{в.н} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{в}}} \right); \quad (\text{VII.28})$$

$$E_{г} = \alpha E_{г.н} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{в}}} \right); \quad (\text{VII.29})$$

$$n = \alpha n_{0н} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{в}}} \right) \quad (\text{VII.30})$$

и представлен в течение времени  $t_3$  кривой 3 (см. рис. 76). Включение контактора  $K\Phi$  производится при помощи реле напряжения, которое возбуждается при достижении номинального напряжения генератора  $E_{г.н}$ .

Коэффициент форсирования принимают равным  $\alpha = 3 \div 4$ . Дальнейшее увеличение  $\alpha$  не дает практически заметного уменьшения времени разгона.

В замкнутых системах управления форсирование напряжением обеспечивается применением отрицательной обратной связи с отсечкой по напряжению (рис. 77, д, е). В таких системах требуемая величина напряжения генератора  $E_{г.н}$  задается при помощи эталонного напряжения (на схеме при помощи напряжения  $ГРН$ ), которое сравнивается с частью напряжения генератора, снимаемого с потенциометра  $R_{п}$ . В цепи сравнения имеется выпрямитель  $B$ , который исключает прохождение тока через обмотку  $ОС$  усилителя генератора  $УГ$ , пока сравниваемое напря-

жение потенциометра  $R_{\text{п}}$  меньше  $U_{\text{ГРН}}$ . При этом напряжение  $U_{\text{Г}}$ , прикладываемое к ОВГ, определяется магнитодвижущей силой обмотки 30 и равно  $\alpha U_{\text{в.н}}$  (см. рис. 77, е). При достижении напряжением генератора заданной величины  $E_{\text{Г.н}}$  сравниваемое напряжение потенциометра  $R_{\text{п}}$  превышает  $U_{\text{ГРН}}$ , выпрямитель  $V$  открывается, и магнитодвижущая сила обмотки  $OC$  снимает форсировку, обеспечивая напряжение  $U_{\text{Г}}$ , равное  $U_{\text{в.н}}$ , т. е. и в этом случае к обмотке ОВГ при пуске прикладывается напряжение  $\alpha U_{\text{в}}$  в соответствии с кривой 3 (см. рис. 76).

Сравнение кривых изменения скорости при различных способах форсирования показывает, что при первом способе форсирования (кривая 2 на рис. 76) переходный процесс протекает неравномерно. В начальный период процесс характеризуется большими ускорениями, а в конце — малыми. Это сопровождается значительными колебаниями динамического момента (тока) и не позволяет полностью использовать производительность стана.

Второй способ форсирования обеспечивает лучшее качество переходного процесса, так как изменение напряжения генератора и скорости вращения двигателя протекает равномерно (начальная часть экспоненты практически прямая), обеспечивая во все время разгона постоянство динамического момента (тока) и наиболее быстрое протекание переходных процессов.

#### 7. ИЗМЕНЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ТОКА ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПУСКЕ ДО ОСНОВНОЙ СКОРОСТИ ПО СИСТЕМЕ Г—Д

В переходном режиме двигатель блюминга должен преодолеть статический момент (ток) нагрузки и динамический момент (ток), т. е. ток двигателя  $I = I_{\text{с}} + I_{\text{дин}}$ .

Ток статической нагрузки  $I_{\text{с}}$  за время прокатки до основной скорости является величиной постоянной. Максимальные толчки тока главной цепи, которые определяют качество коммутации и нагрев двигателя и генераторов, соответствуют по времени максимальным значениям динамического тока.

Значение динамической составляющей тока

$$I_{\text{дин}} = \frac{GD^2}{38,2c_M} \cdot \frac{dn}{dt}. \quad (\text{VII.31})$$

В случае применения форсирования производная скорости получается дифференцированием уравнения (VII.17) с учетом коэффициента форсирования  $\alpha$ :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\alpha n_{\text{оп}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} \left( e^{-\frac{t}{T_{\text{в}}}} - e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}} \right). \quad (\text{VII.32})$$

Подставляя это выражение в уравнение (VII.31), получаем

$$I_{\text{дин}} = \frac{\alpha I_{\text{к.з}} T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} \left( e^{-\frac{t}{T_{\text{в}}}} - e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}} \right). \quad (\text{VII.33})$$

Таким образом, изменение динамического тока во времени обуславливается величинами  $T_B$ ,  $T_M$  и  $\alpha$ .

Время прохождения динамического тока через максимальное значение определяется по общему правилу путем приравнивания нулю производной  $dI_{\text{дин}}/dt$ :

$$\frac{dI_{\text{дин}}}{dt} = \frac{\alpha I_{\text{к.з}}}{(T_B - T_M) T_B} \left( T_B e^{-\frac{t}{T_M}} - T_M e^{-\frac{t}{T_B}} \right) = 0. \quad (\text{VII.34})$$

Следовательно:

$$T_B e^{-\frac{t_{\text{max}}}{T_M}} - T_M e^{-\frac{t_{\text{max}}}{T_B}} = 0; \quad (\text{VII.35})$$

$$t_{\text{max}} = \frac{T_B T_M}{T_B - T_M} \ln \frac{T_B}{T_M}. \quad (\text{VII.36})$$

Подставляя в уравнение (VII.33) значение  $t_{\text{max}}$ , находим максимальное значение тока

$$I_{\text{дин max}} = \alpha I_{\text{к.з}} \left( \frac{T_M}{T_B} \right)^{\frac{T_B}{T_B - T_M}}. \quad (\text{VII.37})$$

В случае применения первого способа форсирования в полученных уравнениях надо принимать  $\alpha = 1$ , а  $T_B = T_{B.ц}$ . При большом отношении  $T_{B.ц}/T_M$ , как это имеет место в реверсивных станах горячей прокатки, ток при пуске вхолостую быстро достигает своего максимального значения, а затем спадает до тока холостого хода практически за время  $4T_{B.ц}$ . При этом если величина  $T_M$  не оказывает заметного влияния на характеристику  $n = f(t)$ , то, как видно из уравнений (VII.36), (VII.37),  $t_{\text{max}}$  и  $I_{\text{дин max}}$  практически изменяются пропорционально изменению величины  $T_M$ .

В случае применения второго способа форсирования уравнения (VII.33)–(VII.37) справедливы в течение времени  $t_3$  длительности переходного процесса (см. рис. 76). Это время можно получить из уравнения (VII.29), подставив в него значение  $t = t_3$  и  $E_r = E_{r.н}$ . Решая его относительно  $t_3$ , получим

$$t_3 = T_B \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}. \quad (\text{VII.38})$$

Как отмечалось, в течение этого времени напряжение  $E_r$  практически меняется по линейному закону и подводится к двигателю, который может быть представлен одноконтурной замкнутой системой с интегрирующим звеном в основной цепи регулирования (см. рис. 15, в) для случая  $T_3 = 0$ , т. е. имеем астатическую систему первого порядка (система 1). Изменение выходной величины в этом случае происходит, в соответствии с уравнением (IV.39), по кривой на рис. 62. Для рассматриваемого случая  $x_{c.вх}(t) = E_r(t)$ ;  $x_c(t) = n(t)$  и  $T_c = T_M$ , т. е. скорость дви-

гателя  $n$  через время  $4T_M$  практически в течение времени  $t_3$  нарастает с той же скоростью, что и напряжение генератора  $E_r$ , при скоростной ошибке  $\Delta c = \dot{T}_M$ . В соответствии с изменением скорости по кривой  $x_c(t)$  (см. рис. 62) динамический ток в течение времени  $4T_M$  нарастает до максимального значения, дальше в течение времени  $t_3$  остается постоянным и после этого в течение времени  $4T_M$  спадает до тока холостого хода.

На рис. 78, а приведены кривые изменения динамического тока двигателя при первом (кривая 1) и втором (кривая 2) способах форсирования возбуждения для привода блуминга с двигателем

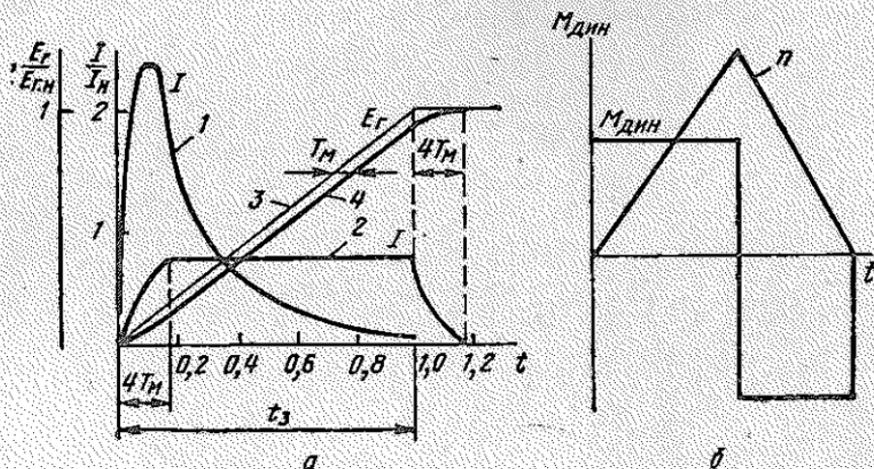


Рис. 78. Кривые изменения динамического тока при различных способах форсирования (а) и оптимальный скоростной график работы стана (б)

$P_n = 5150$  кВт;  $n_n = 50$  об/мин с  $T_M = 0,0425$  с;  $T_{в.ц} = 0,25$  с;  $\alpha = 4$ ;  $T_v = 2,5$  с при условии, что время разгона  $t = 1$  с [20]. На этом же рисунке приведены кривые изменения  $E_r = f(t)$  (кривая 3),  $n = f(t)$  (кривая 4) для второго способа форсирования.

Сравнение кривых показывает, что при первом способе форсирования пик динамического тока достигает 215% от  $I_n$ . Поэтому захват металла при этом способе возможен при скоростях вращения, когда пик динамического тока уже прошел (обычно при  $n = 25 \div 30$  об/мин).

При втором способе форсирования величина максимального динамического тока порядка 75% от  $I_n$  при практически постоянной величине тока на всем рабочем участке. Таким образом, форсирование напряжением обеспечивает снижение максимального тока двигателя в переходных режимах, уменьшает потери и улучшает коммутацию машин. При этом обеспечивается плавное изменение скорости вращения в переходных режимах, что благоприятно сказывается на работе механического оборудования. Отметим, что должное быстроедействие при оптимальном характере переходного процесса в отношении минимального нагрева электродвигателя обеспечивается при параболическом скоростном графике, когда

ток на всем протяжении работы (за исключением начальной и конечной точек) изменяется линейно. Однако при заданном времени пауз выигрыш от оптимальной диаграммы скорости мал, и следует считать рациональной систему управления, которая более простыми средствами обеспечивает приближение к оптимальному процессу [6]. Это требование удовлетворяется линейным законом изменения скорости при постоянстве динамического момента во времени в соответствии с максимальными эксплуатационными характеристиками двигателя. Если программа прокатки не имеет ограничений по максимальной скорости вращения двигателя, то оптимальным скоростным графиком будет треугольный график. При этом динамический момент при разгоне и замедлении остается неизменным (рис. 78, б).

### **8. УПРАВЛЕНИЕ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ДВИГАТЕЛЯ**

При регулировании скорости вращения выше основной за счет уменьшения магнитного потока изменение этого потока происходит по экспоненциальному закону. Однако условия получения минимального времени переходного процесса в этом случае отличаются от рассмотренных, связанных с изменением напряжения, подводимого к двигателю. В первую очередь ограничения накладывают эксплуатационные характеристики двигателей (см. рис. 74, б). Перегрузочная способность двигателя по току и моменту для скорости выше основной уменьшается с увеличением скорости. Необходимо также учитывать, что при постоянном моменте нагрузки статическая составляющая тока растет с увеличением скорости (см. рис. 74, б). Обеспечение требуемых ускорений в соответствии с треугольным графиком скорости (рис. 78, б) становится возможным только при малых статических моментах, т. е. работа с ослабленным потоком возможна в последних пропусках при прокатке малых сечений.

Величина собственной постоянной времени обмотки возбуждения двигателя больше постоянной времени генератора и достигает 5—11 с. Естественно, что для форсирования переходных процессов также требуется форсирование процесса при ослаблении и усилении потока двигателя. Поэтому в системах управления возбуждением двигателя применяется отрицательная обратная связь по току возбуждения двигателя.

### **9. ИНДИВИДУАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД РАБОЧИХ ВАЛКОВ**

Внедрение индивидуального привода валков реверсивных обжимных станов обусловлено следующими преимуществами:

- 1) увеличением мощности агрегата;
- 2) уменьшением суммарного махового момента привода, благодаря чему обеспечиваются лучшие динамические свойства привода;

- 3) отсутствием точной подгонки валков по диаметру;
- 4) отсутствием шестеренной клетки и связанных с нею потерь и расходов на смазку;
- 5) облегчением условий изготовления и транспортировки двигателей меньшего габарита.

Увеличение мощности агрегата при снижении суммарного махового момента позволяет получить большие ускорения, увеличить среднюю мощность прокатки, уменьшить время цикла и увеличить производительность стана.

При индивидуальном приводе валков необходимо обеспечить равномерную загрузку и соответствие скоростей вращения двигателей. Перераспределение нагрузок объясняется тем, что валок с большей линейной скоростью стремится двигать металл быстрее и тем самым разгружает двигатель второго валка. При этом выходящий конец прокатываемой заготовки стремится изогнуться в сторону валка, имеющего меньшую скорость. Вращающий момент между валками в этом случае распределяется неодинаково и определяется для каждого валка по следующим формулам [21]: для валка с большей скоростью

$$M_1 = P_1 \frac{D_1}{2} \sin(\beta_1 + \gamma); \quad (\text{VII.39})$$

для валка с меньшей скоростью

$$M_2 = P_2 \frac{D_2}{2} \sin(\beta_2 - \gamma), \quad (\text{VII.40})$$

где  $D_1, D_2$  — диаметры рабочих валков, м;

$P_1, P_2$  — равнодействующие давления прокатываемого металла на валки, кН;

$\beta_1, \beta_2$  — углы, характеризующие точки приложения сил  $P_1$  и  $P_2$ ;

$\gamma$  — угол наклона сил  $P_1$  и  $P_2$  к вертикали.

Практически  $D_1 \approx D_2$  и, следовательно,  $\beta_1 \approx \beta_2$  и, как видно из уравнений (VII.39), (VII.40), для вращения валка с большей скоростью требуется больший момент.

Характер прокатки на обжимном стане с индивидуальным приводом определяется многими технологическими и конструктивными факторами: равномерностью нагрева металла, превышением уровня нижнего валка над рольгангом, величиной изгибающего момента, создаваемого проводками, различием линейных скоростей валков, крутизной механических характеристик, величиной ударного падения скорости при входе металла в валки и др.

В процессе прокатки головная часть заготовки не должна изгибаться вниз во избежание ударов по рольгангу и его разрушения. Для равномерно нагретой заготовки изгиб заготовки вверх осуществляется несколько большей скоростью вращения нижнего валка в момент входа металла в валки.

Выравнивание нагрузки между двигателями и окружных скоростей валков стана осуществляется с помощью специальных уравнительных схем.

По принципу работы уравнительные схемы индивидуального привода валков можно разбить на две группы [22]:

1. Схемы, в которых изменения характеристик двигателей производятся за счет изменения магнитных потоков двигателей (выравнивание мощностей, развиваемых двигателями).

2. Схемы, в которых изменения характеристик двигателей производятся за счет изменения напряжения, подводимого к якорям двигателей, т. е. воздействующие на потоки возбуждения генераторов (выравнивание моментов двигателей).

Технологически более рационально регулирование, обеспечивающее равенство мощностей прокатки. Однако при работе на основной скорости, когда магнитная система двигателя насыщена, воздействие на возбуждение двигателя неэффективно, и практически регулирование возможно за счет изменения напряжения генераторов.

Как отмечалось, постоянная времени обмоток возбуждения генераторов меньше, чем у двигателей, и схемы второй группы характеризуются большим быстродействием, чем схемы первой группы.

Выравнивание нагрузок двигателей уравнительные схемы должны обеспечивать как в двигательном, так и тормозном режимах. Например, для схем первой группы усиление потока (снижение скорости) необходимо для перегруженного двигателя при двигательном режиме. При тормозном режиме для перегруженного двигателя необходимо ослабление потока. Отсюда уравнительные схемы должны автоматически обеспечивать необходимое регулирование в зависимости от режима работы двигателя.

На рис. 79 приведена уравнительная схема второй группы, воздействующая на возбуждение генераторов. В качестве регулятора  $УР$  используется электромашинный усилитель, включенный по мостовой схеме непосредственно в цепь возбуждения генераторов. Регулятор  $УР$  имеет три обмотки управления: две токовые обмотки  $ОТ1$  и  $ОТ2$  и одну обмотку соотношения скоростей вращения  $ОС$ .

Намагничивающие силы обмоток  $ОТ1$  и  $ОТ2$  пропорциональны соответственно величинам тока двигателей  $I_1$  и  $I_2$  и направлены навстречу друг другу.

Если токи двигателей равны ( $I_1 = I_2$ ), то результирующая намагничивающая сила равна нулю  $F_I = k_I (I_1 - I_2) = 0$ , и

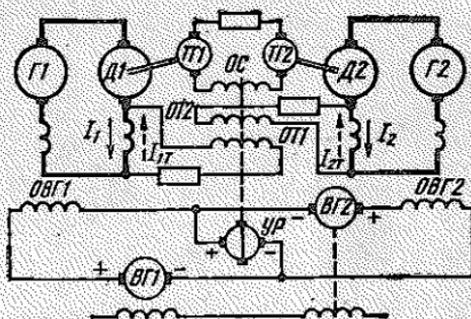


Рис. 79. Уравнительная схема, воздействующая на напряжение генераторов

напряжения генераторов  $G1$  и  $G2$  определяются величинами напряжений возбуждателей  $BГ1$  и  $BГ2$ .

Если один из двигателей перегружается при работе в двигательном режиме (например,  $I_1 > I_2$ ), то появляется разность намагничивающих сил обмоток  $OT1$  и  $OT2$ , в результате которой на регуляторе  $УР$  появляется напряжение такой полярности, что сила тока в обмотке  $OBГ1$  определяется разностью напряжений  $U_{в.г1} - U_{у.р.}$ , а в обмотке  $OBГ2$  суммой  $U_{в.г2} + U_{у.р.}$ .

Таким образом, напряжение генератора  $G1$  уменьшается и соответственно снижается скорость двигателя  $D1$ , нагрузка двигателя  $D1$  уменьшается, а напряжение генератора  $G2$ , скорость и нагрузка двигателя  $D2$  увеличиваются, т. е. происходит выравнивание нагрузки. В случае тормозного режима направление токов в двигателях меняется, меняется направление намагничивающих сил обмотк  $OT1$  и  $OT2$ , и если  $I_{т1} > I_{т2}$ , то меняется полярность напряжения  $УР$  и напряжение генератора  $G1$  растет, что приводит к снижению тормозного тока, а напряжение генератора  $G2$  уменьшается и ток  $I_{т2}$  растет, т. е. также происходит выравнивание нагрузки двигателей.

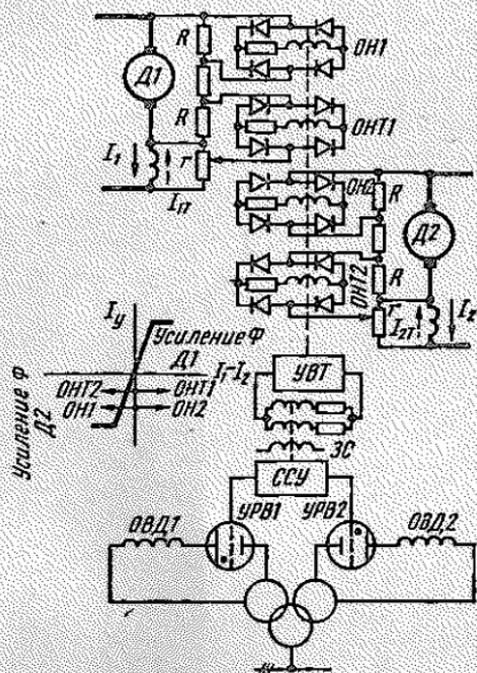


Рис. 80. Уравнивательная схема, воздействующая на потоки двигателей

Обмотка  $OC$  включена на разность напряжений тахогенераторов  $TГ1$  и  $TГ2$ , и ее намагничивающая сила пропорциональна разности скоростей вращения двигателей:

$$F_n = k_n (n_1 - n_2).$$

Суммарная намагничивающая сила регулятора  $УР$  равна алгебраической сумме намагничивающих сил  $F_1$  и  $F_n$ . При этом если под действием  $F_1$  регулятор стремится изменить скорости вращения двигателей, то под действием  $F_n$  он их стремится согласовать, т. е. намагничивающая сила  $F_n$  будет мешать выравниванию токов.

Однако эта связь слабая и в процессе работы регулятора выравнивания нагрузок она практически не сказывается. Но при отсутствии металла в валках действием  $F_n$  устанавливается несколько более высокая скорость вращения нижнего валка и тем

самым в момент захода металла в валки обеспечивается лыжеобразование переднего конца заготовки.

На рис. 80 приведена уравнительная схема первой группы, воздействующая на возбуждение двигателей и примененная институтом «Тяжпромэлектропроект» на блюминге 1150 ЧерМЗ [23].

В качестве регулятора в этой схеме используется двухтактный магнитный усилитель *УВТ*, статическая характеристика которого приведена на этом же рисунке.

Нагрузкой регулятора *УВТ* являются обмотки подмагничивания пик дросселей *ССУ* ионных возбудителей *УРВ1* и *УРВ2*. Регулятор *УВТ* настраивается таким образом, что при двигательном режиме у более нагруженного двигателя поток усиливается (снижается скорость вращения), а у менее нагруженного уменьшается. При рекуперативном торможении регулятор *УВТ* работает в противоположном направлении.

Такой режим работы *УВТ* осуществляется при помощи четырех обмоток управления *ОН1*, *ОНТ1* и *ОН2*, *ОНТ2*, которые подключаются на напряжения, снимаемые с потенциометров якорных напряжений двигателей *Д1* и *Д2*.

Включением управляющих обмоток через выпрямительные мосты обеспечивается постоянство направления их намагничивающих сил независимо от режима работы двигателей.

Намагничивающие силы (н. с.) обмоток *ОН1* и *ОН2* пропорциональны напряжению  $U_R$  двигателей *Д1* и *Д2*, а обмотки *ОНТ1* и *ОНТ2* подключаются таким образом, что их намагничивающая сила определяется алгебраической суммой напряжений, пропорциональных напряжению двигателей ( $U_R$ ) и силе тока двигателей ( $U_r$ ). В двигательном режиме падения напряжений на сопротивлениях  $R$  и  $r$  складываются, а при рекуперативном торможении вычитаются. Обмотки *ОН1* и *ОНТ1* (*ОН2* и *ОНТ2*) включены встречно. Так как составляющие  $U_R$  этих обмоток равны и вычитаются, то результирующая н. с. этих обмоток пропорциональна напряжению  $U_r$ , т. е. пропорциональна току якоря двигателя, а направление результирующей намагничивающей силы определяется режимом работы двигателя.

Результирующие н. с. обмоток *ОН* и *ОНТ* двигателей также включены встречно, и регулятор *УВТ* обеспечивает подмагничивание пик дросселей *ССУ* таким образом, что поток у более нагруженного двигателя при двигательном режиме увеличивается, а при рекуперативном торможении уменьшается.

Необходимый скоростной режим для двигателей задается при помощи отдельной обмотки подмагничивания *ЗС* пик дросселей *ССУ*.

Внедрение бесконтактных систем управления приводом позволило создать наиболее рациональную зависимую систему управления возбуждением двигателей [6] для выравнивания токов двигателей.

В этой системе, когда привод работает в диапазоне основных скоростей вращения, выравнивание нагрузок производят изменением напряжения генераторов. При работе с ослабленным полем двигателей вначале относительно быстро происходит изменение скорости за счет изменения напряжения генераторов, которое вызывает последующее изменение потоков возбуждения двигателей. Этим обеспечивается должное быстродействие и технологически требуемое регулирование.

## *10. СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ РЕВЕРСИВНЫМИ ОБЖИМНЫМИ СТАНАМИ*

Системы управления электроприводами реверсивных обжимных станков должны обеспечивать оптимальное по быстродействию изменение скоростного режима главного привода при условии использования мощностей установленного механического и электрического оборудования стана, использования максимальной перегрузочной способности двигателей в соответствии с эксплуатационными характеристиками двигателя.

Важнейшими задачами являются также формирование требуемых технологическим процессом прокатки статических и динамических характеристик привода во всем диапазоне скоростей работы стана, обеспечение равномерной загрузки генераторов и двигателей, защита электрических машин от чрезмерных перегрузок и обеспечение надежной и безаварийной работы оборудования прокатного стана.

Перечисленные задачи выполняются в системах управления электроприводами при помощи управления напряжением генераторов и возбуждением двигателей, разделения режимов управления при разгоне и торможении, регулирования тока двигателей при работе до основной и выше основной скорости, выравнивания токов двигателей при индивидуальном приводе валков.

Существующие системы управления реверсивных обжимных станков можно подразделить на релейно-контакторные, электромашинные и бесконтактного управления. В развитии систем бесконтактного управления существенное значение имеет внедрение вентильного возбуждения машин и вентильного электропривода.

Релейно-контакторные системы управления имели широкое распространение в начале развития электропривода реверсивных станков и детально освещены в работах [20, 24].

К недостаткам такого управления следует отнести большое число реле и контакторов, несовершенство регуляторов тока, большие потери энергии в сопротивлениях, обеспечивающих форсирование процессов возбуждения.

В электромашинных системах в качестве регуляторов напряжения генераторов и возбуждения двигателей применяют электро-

машинные усилители. В связи с небольшой мощностью таких усилителей их используют для питания обмоток возбуждения возбудителей крупных электрических машин.

## 11. ЭЛЕКТРОМАШИННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ

На рис. 81, а представлена упрощенная схема электромашинного управления электроприводом блюминга.

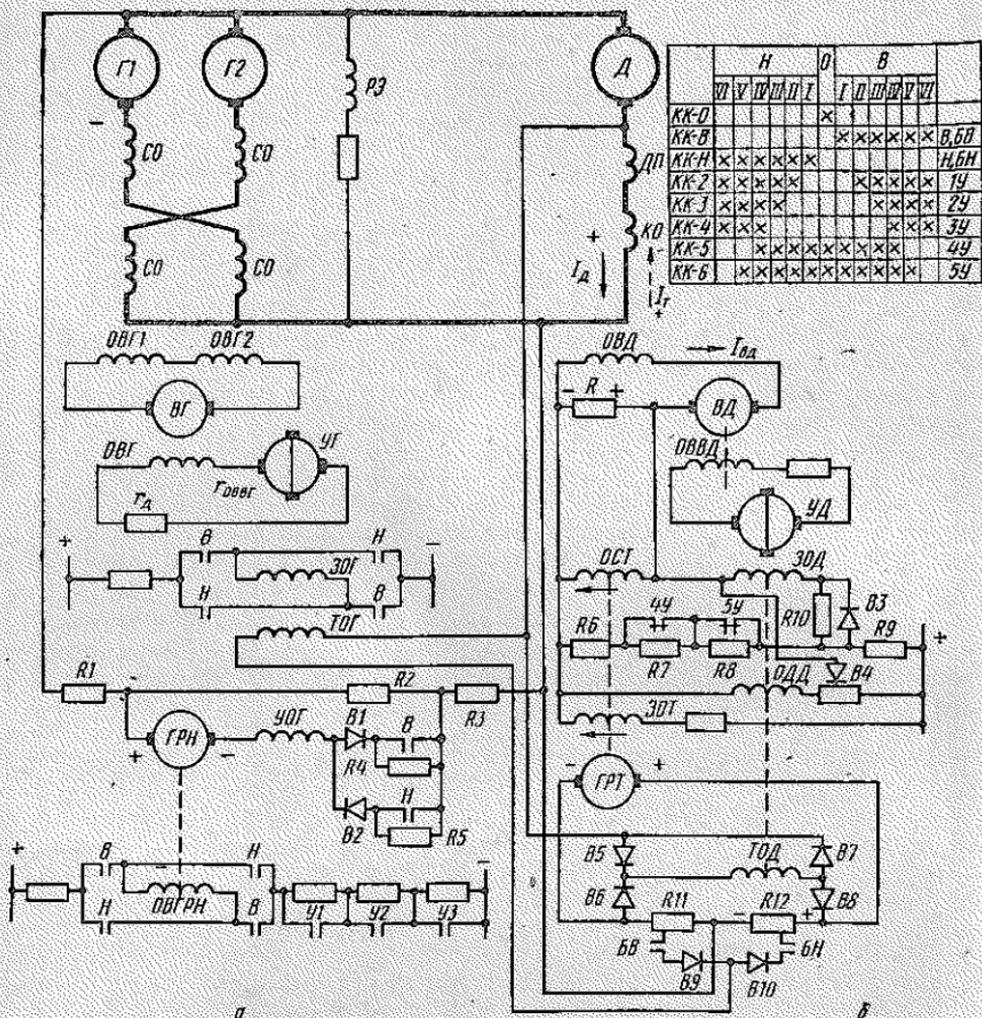


Рис. 81. Схема электромашинного управления групповым электроприводом блюминга

Обмотка возбуждения двигателя *ОВД* получает питание от специального возбудителя *ВД*, обеспечивающего необходимое значение магнитного потока посредством электромашинного усилителя *УД*.

Якорь прокатного двигателя *Д* получает питание от двух генераторов *Г1* и *Г2*, работающих параллельно. Обмотки возбуж-

дения генераторов *ОВГ1* и *ОВГ2* соединены последовательно и получают питание от своего возбудителя *ВГ*, обмотка возбуждения которого получает питание от электромашинного усилителя *УГ*. Хотя через обмотки *ОВГ1* и *ОВГ2* проходит один и тот же ток, но из-за магнитной и электрической асимметрии отдельные машины имеют различные кривые намагничивания, а следовательно, и различные э. д. с. генераторов, что приводит к различной нагрузке генераторов.

Для выравнивания нагрузки генераторов последние имеют специальные уравнивательные обмотки — шунтовые или последовательные.

Из схемы (см. рис. 81, а) следует, что каждый генератор снабжен двумя одинаковыми последовательными обмотками *СО*. По одной обмотке проходит собственный ток генератора, и создаваемый ею магнитный поток направлен против основного магнитного потока, создаваемого обмоткой возбуждения *ОВГ*. По второй обмотке *СО* проходит ток второго генератора, и создаваемый ею магнитный поток согласуется с основным магнитным потоком. При одинаковой нагрузке генераторов намагничивающие силы уравнивательных обмоток *СО* каждого генератора взаимно компенсируются. При перегрузке одного из генераторов основной магнитный поток перегруженного генератора в результате действия обмоток *СО* ослабляется, а недогруженного усиливается, в результате чего происходит автоматическое выравнивание нагрузок генераторов.

Управление скоростным режимом двигателя осуществляется оператором при помощи педального командоконтроллера *КК* (см. рис. 73) с двумя педалями для хода «Вперед» и «Назад». Педали механически заблокированы, и одновременное управление ими невозможно.

Педали командоконтроллера имеют шесть фиксированных положений, каждому из которых соответствует определенная скорость вращения двигателя. Таблица замыкания контактов командоконтроллера приведена на рис. 81, б. В правой части таблицы указаны контакторы, которые возбуждаются в положениях командоконтроллера, отмеченным знаком «х».

В нулевом положении командоконтроллера возбуждены только контакторы *У4* и *У5*, которые размыкают свои контакты в цепи потенциометра *R6—R9*, и двигатель имеет максимальный ток возбуждения (магнитный поток).

Первые четыре положения *КК* соответствуют четырем ступеням скорости ниже основной, соответственно 12,5—25—37,5—50 об/мин; пятое и шестое положения *КК* — скоростям выше основной (85 и 120 об/мин). Управление напряжением генераторов *Уг* и током возбуждения двигателя *I<sub>в.д.</sub>* осуществляется при помощи изменения намагничивающих сил усилителей *УГ* и *УД*.

Направление вращения двигателя определяется полярностью напряжения *УГ* (направлением н. с. задающей обмотки *ЗОГ*),

а скорость вращения величиной напряжения  $ГРН$  (положением рукоятки  $КК$ ).

Форсирование процесса возбуждения осуществляется в соответствии с рис. 77 *д, е*. Направление магнитного потока двигателя определяется полярностью напряжения  $ВД$  (направлением н.с. задающей обмотки  $ЗОД$ ), а величина напряжения суммарной н.с. обмоток  $ЗОД$  и  $ОДД$  при действии жесткой отрицательной обратной связи по току возбуждения. Ограничение максимального тока двигателя в соответствии с максимальной эксплуатационной характеристикой двигателя при работе в двигательном и тормозном режимах осуществляется регулятором тока (генератор  $ГРТ$  обеспечивает автоматическое определение максимального эксплуатационного тока в зависимости от скорости вращения, а ток якоря двигателя ограничивается до этой величины при помощи н.с. обмоток  $ТОД$  и  $ТОГ$ ).

Схемы с электромашинной автоматикой подробно рассмотрены в работах [6, 19].

Обычно системы электроприводов реверсивных обжимных станов имеют относительно малые коэффициенты усиления (порядка 30—40), и устойчивая работа таких систем обеспечивается малыми средствами стабилизации. Поэтому параметры обратных связей в таких системах выбираются исходя из условий формирования режимов управления и необходимости получения требуемых статических характеристик системы, а не из условий устойчивости [19].

Таким образом, замкнутые системы электромашинного управления работают по отклонению регулируемого параметра от заданного значения. В таких системах используется большое число электрических машин, обладающих электромагнитной и механической инерцией. Поэтому система управления электроприводом описывается дифференциальным уравнением относительно высокого порядка. Для получения должного быстродействия электромагнитные постоянные времени возбудителей и электромашинных усилителей желательно иметь минимальными, что приводит к ограничению мощности этих машин, а следовательно, коэффициенты форсирования с учетом насыщения машин не могут быть большими. Кроме того, форсирование процессов изменения потока возбуждения генераторов и двигателей уменьшается в течение времени переходного процесса, что приводит к увеличению времени управления.

Основными ограничениями при выборе способа управления являются максимальная сила тока якоря двигателя по условиям коммутации при максимальной скорости вращения и нагрев двигателя. Поэтому, как было указано выше, наладка таких систем проводится таким образом, чтобы наиболее ответственный режим работы — реверсирование с максимальной скорости на максимальную — протекал удовлетворительно, но в режимах ускорения и торможения не обеспечивается должного быстро-

действия. Такие системы характеризуются относительно мощными управляющими сигналами, поэтому для получения оптимальных переходных процессов применяется параллельная коррекция. При этом повышается стабильность характеристик системы за счет звеньев, охваченных отрицательной обратной связью. Однако системы с параллельной коррекцией характеризуются отсутствием четких критериев для оптимизации режимов управления, сложностью расчета и большой трудоемкостью при настройке. В большинстве случаев изменение одного из параметров требует перестройки всей системы.

Такие системы имеют большое число контактной аппаратуры, работающей с большой частотой включения и требующей хорошего ухода. Собственное время срабатывания релейно-контакторной аппаратуры при напряженной работе стана становится соизмеримым с требуемым временем работы электропривода.

По этим причинам продолжается интенсивная работа по совершенствованию систем управления электроприводами реверсивных обжимных станов, заключающаяся в разработке новой бесконтактной аппаратуры управления и новых элементов силовой части приводов, обеспечивающих увеличение быстродействия приводов, упрощение схемы управления в части регулирования и ограничение промежуточных величин системы. Эти задачи решались при помощи одновременного воздействия на параметры процесса и на структуру контура регулирования при его оптимизации [25].

Были также проведены работы по усовершенствованию систем электромашинного управления, обеспечивающие большее быстродействие и лучшее качество переходных процессов [19].

## 12. СИСТЕМЫ ВЕНТИЛЬНОГО (ИОННОГО ИЛИ ТИРИСТОРНОГО) ВОЗБУЖДЕНИЯ

Отмеченные недостатки систем электромашинного управления обусловили внедрение в электроприводы реверсивных обжимных станов статических преобразователей.

Общим требованием при создании более совершенных систем управления является обеспечение максимальной производительности всего агрегата.

Производительность  $\Pi$  блюминга, т/ч, определяется по уравнению

$$\Pi = \frac{3600m}{t_{\text{ц}}} = \frac{3600m}{\sum_1^n t_{\text{м}} + \sum_1^n t_{\text{п}}}, \quad (\text{VII.41})$$

где  $m$  — масса слитка, т;

$t_{\text{ц}}$  — цикл прокатки слитка, с;

$t_{\text{м}}$  — машинное время одного пропуска, с;

$t_n$  — пауза между пропусками, с;

$n$  — число пропусков.

Уравнение показывает, что увеличение производительности блюминга при прокатке слитка данной величины возможно только за счет уменьшения времен цикла, т. е. машинного времени и времени пауз. Уменьшение  $t_n$  возможно за счет уменьшения числа проходов (увеличения обжатия) и увеличения средней скорости прокатки. Увеличение обжатия (если нет ограничения по мощности привода) ограничивается предельным углом захвата, который зависит от скорости заготовки в момент захвата. Обычно операторы не отпускают заготовку далеко от валков, чтобы уменьшить время возврата слитка к валкам. Скорость захвата металла валками ограничивается опасностью возникновения пробуксовок и динамическими нагрузками оборудования. Увеличение средней скорости прокатки требует максимальных ускорений и замедлений и бесступенчатого регулирования скорости привода.

Время паузы между пропусками можно разбить на две составляющие:

$$t_n = t_p + t_b, \quad (\text{VII.42})$$

где  $t_p$  — время реверса главного привода со скорости выброса металла до скорости захвата;

$t_b$  — время паузы после реверса главного привода, определяемое временем работы нажимного устройства или временем возврата слитка к валкам.

Как видно из формулы (VII.42), минимальная пауза будет в случае  $t_b = 0$ , что накладывает определенные условия на конструкцию и систему привода вспомогательных механизмов (увеличение мощности приводов, увеличение быстродействия и др.).

Время паузы будет минимальным при соблюдении условия

$$t_p = t_n = t_c, \quad (\text{VII.43})$$

где  $t_n$  — время работы нажимного устройства;

$t_c$  — время возврата слитка к валкам.

При такой напряженной работе реверсивного стана сокращение собственного времени реагирования управляющих элементов (в том числе и возбудителей) и обеспечение оптимального протекания переходных процессов приобретают важное значение.

Решение этих задач обеспечивается применением вентильных (ионных и тиристорных) возбудителей, построением бесконтактных систем управления и вентильного электропривода. Безынерционность статических преобразователей, их высокий коэффициент усиления, возможность получения требуемых коэффициентов форсирования, малая мощность управления позволяют создать системы с последовательной коррекцией, обладающие высокими динамическими характеристиками электроприводов.

Вентильными (ионными или тиристорными) возбудителями принято называть управляемые статические преобразователи

с системами фазового управления, трансформаторами для питания СП и дросселями в цепи выпрямленного тока, применяемые для питания цепей возбуждения электрических машин.

О технических преимуществах системы с применением вентиляных возбудителей можно судить по данным реконструкции блюминга 1150 Нижне-Тагильского металлургического комбината [26].

До реконструкции блюминг имел групповой привод от двигателя МП-24-7000, 5150 кВт, 750 В, 7500 А, 50/120 об/мин,  $M_n = 980$  кН·м,  $GD^2 = 378$  тс·м<sup>2</sup> с электромашинным возбуждением. После реконструкции блюминг имел также групповой привод валков от двигателя МП-12000-65, 8800 кВт, 900 В, 10 400 А, 65/90 об/мин,  $M_n = 1300$  кН·м,  $GD^2 = 442$  тс·м<sup>2</sup>, но с ионным возбуждением. Показатели работы приводов приведены в табл. 1.

Таблица 1

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ ГЛАВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА БЛЮМИНГА 1150 ДО РЕКОНСТРУКЦИИ И ПОСЛЕ

Параметр	Возбуждение	
	электро-машинное	ионное
Разгон до основной скорости		
время разгона, с	2,1	1,18
пусковой ток	0,62I <sub>н</sub>	0,86I <sub>н</sub>
Торможение с основной скорости до нулевой:		
время торможения, с	2,6	1,17
тормозной ток	0,47I <sub>н</sub>	0,96I <sub>н</sub>
Разгон до максимальной скорости:		
время разгона, с	3,3	1,71
пусковой ток	0,59I <sub>н</sub>	0,88I <sub>н</sub>
Торможение с максимальной скорости до нулевой:		
время торможения, с	3,2	1,35
тормозной ток	1,47I <sub>н</sub>	1,06I <sub>н</sub>
Реверс с максимальной скорости на максимальную:		
время реверса, с	4,3	2,82
пик тока	1,87I <sub>н</sub>	1,06I <sub>н</sub>

Принципы построения систем управления с применением вентиляных возбудителей такие же, как и при электромашинном управлении, и подробно освещены в работах [6, 19].

Для возбуждения машин постоянного тока с реверсивным управлением обычно применяют вентиляные возбудители с двумя комплектами вентиляей. Особенность вентиляного возбудителя заключается в том, что при гашении поля генератора (инверторный режим) ток возбуждения под действием э. д. с. самоиндукции обмотки продолжает протекать через ту же группу анодов, которая работала в выпрямительном режиме. Отличие от схемы ре-

версивного вентильного электропривода заключается в том, что в вентильном возбудителе с двумя комплектами выпрямителей в системе Г—Д каждый комплект выпрямителей работает и в двигательном, и в тормозном режимах только при одном направлении вращения двигателя, а при другом направлении вращения работает второй комплект вентиляей. Это принципиально приводит к возможности запереть системой фазового управления неработающую группу вентиляей при данном направлении вращения двигателя и тем самым избавиться от установки дросселей для ограничения уравнительного тока. Тем не менее такая схема исключает непрерывное управление при силе тока возбуждения, близкой к нулю, и затрудняется гашение остаточной э. д. с. генератора. По этим причинам обычно применяют схему с двумя одновременно работающими группами вентиляей.

### 13. СИСТЕМЫ БЕСКОНТАКТНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Как отмечалось выше, при напряженной работе реверсивного стана цикл прокатки уменьшается настолько, что возникают проблемы обеспечения большего быстродействия системы управления приводом, получения необходимых законов изменения основных параметров системы, обеспечивающих оптимальное протекание переходных процессов, бесступенчатое регулирование скорости привода, увеличение надежности системы при эксплуатации.

Решение этих задач осуществляется бесконтактными схемами управления. Построение бесконтактных схем основано на управлении электроприводом при помощи замкнутых систем с применением различных усилителей, на вход которых подаются сигналы сравнения контролируемого параметра, преобразованного в электрическое напряжение с эталонным напряжением.

Основными элементами для построения бесконтактных схем являются магнитные, полупроводниковые и электронные усилители, трансформаторы, конденсаторы, полупроводниковые элементы, бесконтактные сельсины и др.

Закон изменения эталонного напряжения и обратные связи в системе управления должны обеспечивать получение необходимой скорости вращения двигателя при обеспечении высокого быстродействия с учетом эксплуатационных характеристик двигателей и их равномерной загрузки.

Конструктивные исполнения узлов систем бесконтактного управления могут иметь различные решения. Рассмотрим конструкцию этих узлов на базе системы бесконтактного управления блюминга 1150 с индивидуальным приводом валков с ионным возбуждением [23], структурная схема которого приведена на рис. 82.

Как видно из схемы, система имеет двухзонное регулирование скорости вращения двигателей Д1 и Д2 и построена таким образом, что регулирование до основной скорости производится в ре-



$U_{з.н.г} = f(\alpha)$  и  $U_{з.в.д} = f(\alpha)$ . Регулирование скоростного режима до основной скорости осуществляется при помощи узла управления напряжением генератора УУНГ, на вход которого подается напряжение  $U_{з.н.г}$  и обратная связь по напряжению  $U_{г1} = U_{г2}$ . Регулирование скоростного режима выше основной скорости осуществляется при помощи узла управления возбуждением двигателя УУВД, на вход которого подается напряжение  $U_{з.в.д}$  и напряжение обратной связи  $U_{о.в.д}$ , пропорциональное суммарному току возбуждения двигателей ( $I_{в.д1} + I_{з.д2}$ ).

Разделение режимов управления при разгоне осуществляется узлом УРРР, входным сигналом которого является напряжение генераторов  $U_{г}$ , а выходной сигнал воздействует на узел УЗВД и ослабляет магнитный поток двигателей только при достижении напряжением генераторов величины  $0,8U_{г.н}$  в соответствии с характеристикой  $I_{в.д} = f\left(\frac{U_{г}}{U_{г.н}}\right)$ .

Разделение режимов управления при торможении осуществляется узлом УРРТ, входным сигналом которого является напряжение, пропорциональное току возбуждения двигателей  $I_{в.д}$ , а выходной сигнал воздействует на узел УУНГ и снижает напряжение генератора только при увеличении тока возбуждения двигателей до величины  $0,8I_{в.д.н}$  в соответствии с характеристикой  $U_{г} = f\left(\frac{I_{вд}}{I_{в.д.н}}\right)$ . Регулирование силы тока двигателя при работе до основной скорости осуществляется узлом РТ<sub>н</sub>, который работает при условии, что действительный ток двигателя  $I_{д}$  превышает значение максимального эксплуатационного  $I_{м}$  в соответствии с характеристикой  $I_{м} = f(\alpha)$ . При этом выходной сигнал воздействует на узел УУНГ в направлении снижения напряжения генераторов  $U_{г}$ .

Регулирование тока двигателей при работе на скоростях выше основной осуществляется узлом РТ<sub>в</sub>, который также работает при условии, что действительный ток двигателя  $I_{д}$  превышает значение максимального эксплуатационного тока для этих скоростей (контролируется суммарным напряжением  $U_{з} + U_{в.д}$ , где  $U_{з}$  — постоянная составляющая, а  $U_{в.д}$  пропорционально действительному току возбуждения  $I_{в.д}$ ) в соответствии с характеристикой  $I_{м.т} = f(\alpha)$ . Выходной сигнал при этом воздействует на узел УУВД в направлении увеличения тока возбуждения.

Узел УУНГ представляет двухкаскадную схему включения двухтактных магнитных усилителей — усилителя отсечки по напряжению УОН, см. рис. 84, а, нагрузкой которого является задающая обмотка суммирующего двухтактного магнитного усилителя СУГ. Последний регулирует напряжение генераторов, воздействуя на обмотки фазорегуляторов, управляющих ионными возбудителями генераторов.

Усилитель УОН обеспечивает постоянство форсировок при разгоне двигателей. Характеристики усилителей УОН и СУГ

подобраны таким образом, что при максимальном выходе УОН намагничивающая сила задающей обмотки СУГ недостаточна для насыщения СУГ и он все время работает на линейном участке характеристики.

Отсечка по напряжению получается в результате использования нелинейности усилителя УОН.

Узел УВД осуществляет управление возбуждением двигателей суммирующим двухтактным магнитным усилителем СУД, который воздействует на обмотки управления фазорегуляторов, управляющих ионными возбудителями двигателей.

Основная обмотка управления СУД включена на разность задающего напряжения  $U_3$ , снимаемого с нагрузочного сопротивления магнитного усилителя УВД (см. рис. 85, а) и напряжения обратной связи по току возбуждения двигателя.

Выравнивание нагрузки между двигателями индивидуального электропривода валков производится при помощи узла УВТ, входным сигналом которого является разность выходных напряжений узлов режима работы двигателей УРД1 и УРД2, а выходной сигнал воздействует на системы фазового управления вентильных возбудителей двигателей ВВД1 и ВВД2, усиливая поток у более нагруженного двигателя и уменьшая поток у менее нагруженного. Схемное решение узлов УРД1, УРД2 и УВТ приведено на рис. 80.

*Сельсинный командоконтроллер (СКК).* В рассматриваемой схеме применен сельсинный командоконтроллер (СКК) педального типа, состоящий из двух бесконтактных сельсинов, механически связанных с педалями управления «Вперед» и «Назад». При нажатии одной из педалей поворачивается соответствующий сельсин, второй сельсин неподвижен. Механическая блокировка исключает при этом возможность нажатия второй педали. Максимальный угол поворота сельсинов  $\alpha = 60^\circ$  соответствует максимальной скорости вращения двигателей, а поворот сельсинов на  $\alpha = 30^\circ$  обеспечивает номинальную скорость вращения двигателей. Педали СКК, как и в обычном командоконтроллере, имеют фиксацию положений.

На рис. 83 приведена схема включения СКК. Однофазные обмотки возбуждения *ОВ* сельсинов соединены последовательно, получают питание от стабильного напряжения 220 В и создают в каждом сельсине пульсирующий магнитный поток. Этот поток наводит в каждой трехфазной обмотке синхронизации э. д. с., величина которой зависит от пространственного положения обмотки синхронизации относительно пульсирующего потока. Индуктированные э. д. с. в обмотках синхронизации совпадают по фазе или находятся в противофазе. Если ось обмотки синхронизации совпадает с осью обмотки *ОВ*, то в первой наводится  $E_{\max}$ . Конфигурация обмоток и полюсов сельсина такова, что э. д. с. каждой из трех фаз пропорциональны косинусу угла между осями *ОВ* и соответствующей обмоткой синхронизации.

Таким образом, для схемы, приведенной на рис. 83, а,  $E_1 = E_{\max}$ ;  $E_2 = E_{\max} \cos(-120^\circ) = -0,5E_{\max}$ ;  $E_3 = E_{\max} \times \cos(-240^\circ) = -0,5E_{\max}$ .

Выходным напряжением каждого сельсина является разность напряжений двух фаз  $U_{с.к.к} = E_2 - E_3 = 0$ .

При повороте оси свободной обмотки первой фазы на угол  $\pm\alpha$  выходное напряжение  $U_{с.к.к} = E_{\max} \cos(\pm\alpha - 120) - E_{\max} \times \cos(\pm\alpha - 240) = \sqrt{3}E_{\max} \sin(\pm\alpha)$ .

Выходные напряжения сельсинов питают первичные обмотки многообмоточных трансформаторов  $TВ$  и  $TН$ . При повороте СКК в направлении «Вперед» работает трансформатор  $TВ$ , на трансформаторе  $TН$  напряжение отсутствует, а при повороте СКК

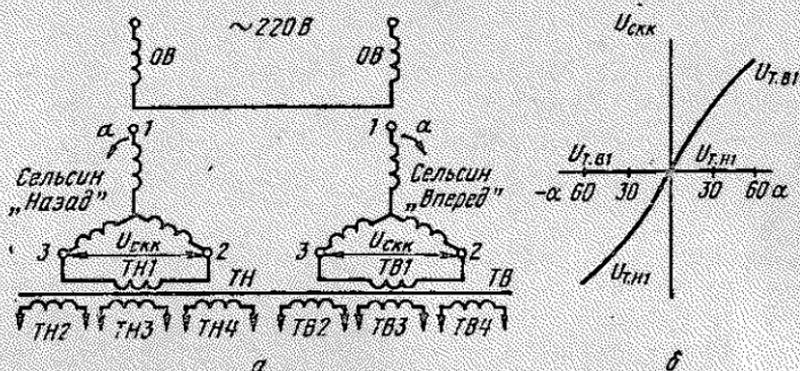


Рис. 83. Схема соединений (а) и статическая характеристика (б) сельсинного командоконтроллера

в направлении «назад» работает  $TН$ , на трансформаторе  $TВ$  напряжение отсутствует.

Выходная характеристика СКК приведена на рис. 83, б.

**Узел задания напряжения генераторов (УЗНГ).** Как видно из схемы, приведенной на рис. 84, а, выходом узла задания напряжения генераторов (УЗНГ) является намагничивающая сила задающей обмотки  $OЗ$  усилителя отсечки напряжения  $УОН$ . Сила тока в обмотке  $OЗ$  определяется вторичными напряжениями обмоток трансформаторов  $TВ$  и  $TН$  СКК [обмотки  $TВ2$  ( $TН2$ ),  $TВ3$  ( $TН3$ )] и напряжением на сопротивлении  $R4$  ( $R6$ ), создаваемым вторичной обмоткой  $TЭ2$  эталонного трансформатора.

Обмотка  $TЭ2$  создает на сопротивлениях  $R4$  и  $R6$  напряжение указанной на схеме полярности и по величине равное напряжениям вторичных обмоток  $TВ2$  ( $TН2$ ),  $TВ3$  ( $TН3$ ) при повороте СКК на угол  $\alpha = 30^\circ$ .

В результате при работе стана до основной скорости ( $\alpha < 30^\circ$ ) ток, протекающий через обмотку  $OЗ$  (рис. 84, б), определяется законом изменения напряжения обмотки  $TВ2$  ( $TН2$ ), так как напряжения на обмотке  $TВ3$  ( $TН3$ ) запираются напряжением на сопротивлении  $R4$  ( $R6$ ).

При повороте СКК на угол  $\alpha > 30^\circ$  через обмотку  $OZ$  пойдет составляющая тока  $I_{o.z.t.v3}$  ( $I_{o.z.t.v3}$ ), определяемая законом изменения напряжения обмотки  $TB3$  ( $TN3$ ) и направленная встречно току  $I_{o.z.t.v2}$  ( $I_{o.z.t.v2}$ ). Так как при углах  $\alpha > 30^\circ$  выпрямители мостов  $TB2$  и  $TB3$  открыты, то возможно применение метода суперпозиции, и подбором сопротивлений можно обеспечить постоянство тока  $I_{o.z}$  при углах поворота СКК от  $\alpha = 30^\circ$  до  $\alpha = 60^\circ$  (см. рис. 84, б).

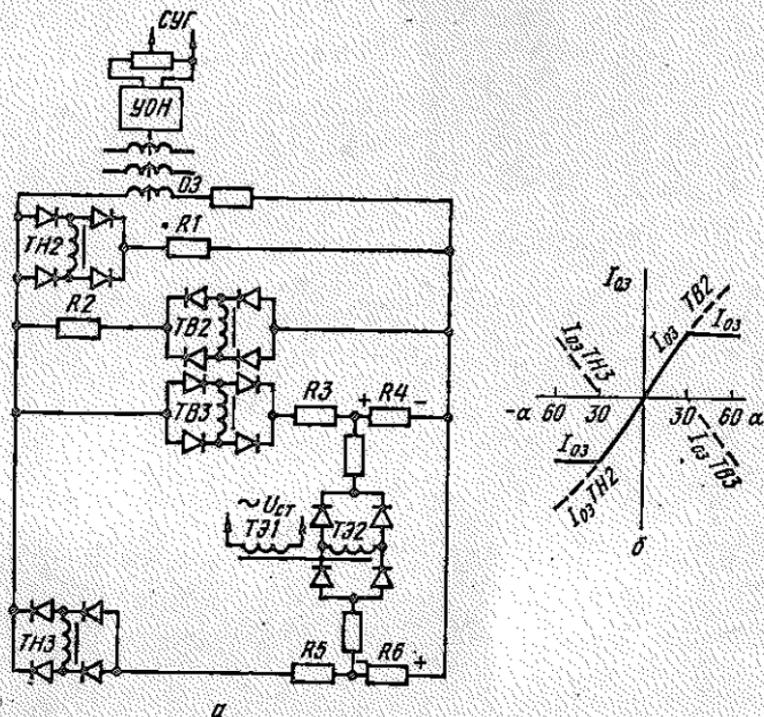


Рис. 84. Схема узла УУНГ (а) и его статическая характеристика (б)

**Узел задания возбуждения двигателей (УЗВД).** На рис. 85, а сплошными линиями приведена схема узла задания возбуждения двигателей (УЗВД). Выпрямленное эталонное напряжение вторичной обмотки  $TЭ2$  создает на сопротивлениях  $R$  и  $r$  напряжение указанной на схеме полярности, а величина напряжений распределяется в соответствии с величиной  $R$  и  $r$  ( $R$  на порядок больше  $r$ ). При этом напряжение на сопротивлении  $r$  является запирающим для напряжения вторичной обмотки  $TB4$  ( $TN4$ ). Выходом узла является управляющая обмотка  $OУ$  магнитного усилителя  $УВД$ . При запертых напряжениях  $TB4$  ( $TN4$ ) в обмотке  $OУ$  ток отсутствует и усилитель  $УВД$  имеет на выходе максимальный ток нагрузки  $I_{увд}$  в соответствии с характеристикой (см. рис. 85, б). Этим обеспечивается максимальное значение напряжения сравнения ( $U_a$ ) в схеме  $УУВД$ , определяющее номинальное значение силы тока возбуждения двигателя. При повороте СКК на угол

$\alpha = 30^\circ$  напряжение  $ТВ4$  ( $ТН4$ ) становится равным запирающему напряжению на сопротивлении  $r$ . При углах поворота СКК в пределах  $\alpha = 30 \div 60^\circ$  напряжение  $ТВ4$  ( $ТН4$ ) больше запирающего напряжения на сопротивлении  $r$ , соответствующий выпрямитель  $В1$  пропускает через обмотку  $ОУ$  ток, величина которого определяется углом поворота  $\alpha$  СКК (характеристика рис. 85,  $\delta$ ), и соответственно уменьшается величина  $U_3$  в схеме УУВД. Характеристика  $U_3 = f(\alpha)$  приведена на рис. 85,  $\varepsilon$  и по

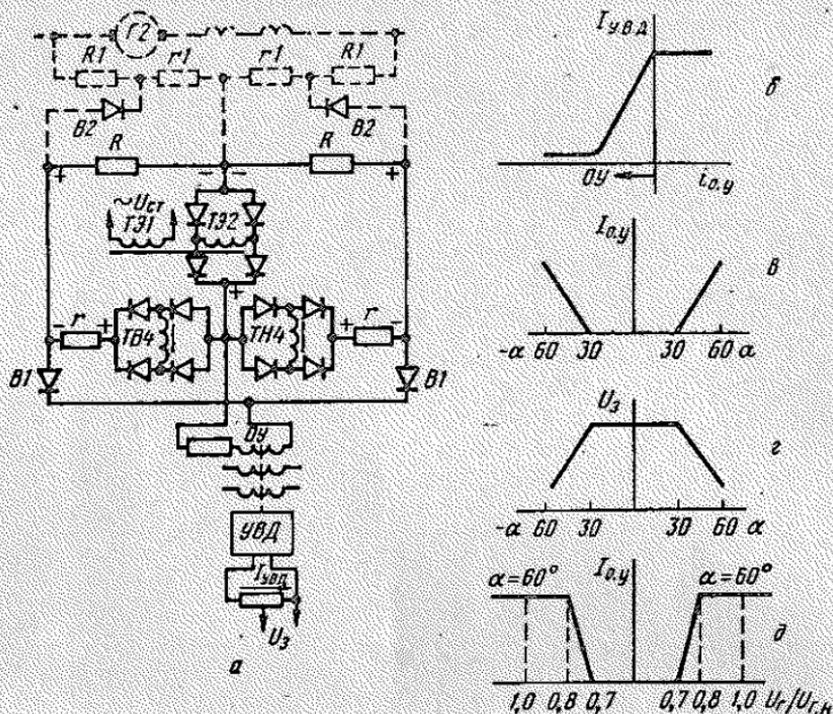


Рис. 85. Схема узла УУВД и его статические характеристики

такой же характеристике будет происходить изменение силы тока возбуждения двигателя.

**Узел разделения режимов работы при разгоне (УРРР).** Схема узла разделения режимов работы при разгоне (УРРР) приведена на рис. 85,  $a$ . пунктирными линиями. Величины сопротивлений  $R_1$  и  $r_1$  в потенциометре генератора  $\Gamma 2$  выбираются из условия  $R_1 \approx R$  и  $r_1 \approx r$ . Так как сопротивление  $R$  на порядок больше  $r_1$ , то в исходном положении СКК ( $\alpha = 0$ ), когда  $U_{т.н4} = 0$  ( $U_{т.н4} = 0$ ), ток от напряжения  $U_{т.з2}$  обмотки  $ТЭ2$  проходит через сопротивление  $r$  и сопротивление  $R$ , шунтированное сопротивлением  $r_1$  (выпрямитель  $В2$  открыт). Благодаря шунтирующей цепи  $В2 - r_1$  на сопротивлении  $r$  напряжение достаточно, чтобы запереть выпрямительный мост  $У_{т.н4}$  ( $У_{т.н4}$ ) при угле поворота СКК  $\alpha = 60^\circ$ , в результате чего по обмотке  $ОУ$  усилителя  $УВД$  ток не проходит, в случае, если СКК поставлен в положе-

ние  $\alpha = 60^\circ$  и двигатель стана имеет номинальный ток возбуждения. По мере увеличения напряжения генератора  $U_r$  ток через сопротивление  $r_1$  уменьшается и по достижении величины  $U_r \approx \approx 0,7U_{r.n}$  напряжение на сопротивлении  $r_1$  становится равным напряжению на сопротивлении  $R$ , создаваемому обмоткой ТЭ2 в схеме узла УЗВД. Дальнейший рост напряжения генератора приводит к появлению тока в обмотке ОУ усилителя УВД в соответствии с характеристикой  $I_{\alpha, y} = f\left(\frac{U_r}{U_{r.n}}\right)$  (рис. 85, д).

*Узел разделения режимов работы при торможении (УРРТ).* Узел выполнен в виде специального одноконтурного магнитного усилителя УРР с релейной характеристикой, выход которого питает специальную обмотку управления ОР усилителя СУГ узла УУНГ. На вход усилителя УРР воздействуют две обмотки управления, одна из которых ОУ включена на выход усилителя УВД узла УУВД, а вторая ОСВ — на напряжение обратной связи по току возбуждения двигателей. Намагничивающие силы этих обмоток действуют встречно и подобраны таким образом, что при установившихся режимах и при ослаблении потока двигателя усилитель УРР остается намагниченным (имеет максимальный выход) и цепь обмотки ОР обесточена.

При повороте СКК из положения  $\alpha = 60^\circ$  в положение  $\alpha = 0$  ( $\alpha = -\alpha$ ) усилитель УРР под действием обмотки ОУ размагничивается и обмотка ОР задерживает снижение напряжения  $U_r$  (которое должно происходить в этом случае в результате переманичивания усилителя УОН узла УЗНГ). Когда сила тока возбуждения достигнет величины  $0,8I_{в.д.н}$ , усилитель УРР под действием обмотки ОСВ снова намагничивается и обмотка ОР обесточивается и  $U_r$  начинает уменьшаться под действием выходного напряжения усилителя УОН.

*Узлы регуляторов тока (РТ<sub>н</sub> и РТ<sub>м</sub>).* Узлы регуляторов тока до основной скорости вращения РТ<sub>н</sub> и выше основной скорости вращения РТ<sub>м</sub> строятся по принципам, изложенным в работах [6, 19]. Схемное решение этих узлов не требует наличия релейно-контакторной аппаратуры и приведено в работе [23], где также дано и схемное решение узла УРРТ.

Сравнительная характеристика работы главного привода блюминга 1150 при различных системах управления приведена в табл. 2 [27].

Данные таблицы показывают, что бесконтактные системы управления главным приводом блюминга обеспечивают более доброкачественное формирование переходных процессов и существенно сокращают время их протекания. Наилучшие результаты обеспечивает бесконтактная система с вентильными возбудителями.

Кроме существенного улучшения динамики электропривода, бесконтактные системы обладают высокой надежностью и практически не нуждаются в обслуживании.

Таблица 2

РЕЖИМЫ РАБОТЫ ГЛАВНОГО ПРИВОДА БЛЮМИНГА 1150

Характеристика привода	Режим работы	Время переходных процессов, с	$I_{дин}/I_{ном}$	Ускорение (замедление) привода, об/мин <sup>2</sup>
Система Г—Д с электромашинным возбуждением генераторов; релейно-контактная система управления с ЭМУ	Разгон до основной скорости	1,5	0,40	33,0
	Реверс с основной на основную скорость	3,2	0,40	31,5
	Торможение с основной скорости	1,6	0,35	31,0
Система Г—Д с электромашинным возбуждением генераторов; бесконтактная система управления с ЭМУ	Разгон до основной скорости	1,3	0,50	51,0
	Реверс с основной на основную скорость	2,0	0,60	66,0
	Торможение с основной скорости	1,4	0,50	50,0
Система Г—Д с ионным возбуждением генераторов; бесконтактная система управления	Разгон до основной скорости	1,2	0,60	60,0
	Реверс с основной на основную скорость	1,8	0,70	70,0
	Торможение с основной скорости	1,3	0,55	58,0

Благодаря бесконтактным системам реверсивные станы могут работать по треугольному графику скорости с максимальной интенсивностью разгона и торможения, обеспечивая тем самым минимальное время цикла.

#### 14. СИСТЕМЫ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ОБЖИМНЫХ СТАНОВ

Основные преимущества вентильных преобразователей перед электромашинными были отмечены в главе III. Для крупных реверсивных прокатных двигателей время реверса тока ограничивается коммутацией, крутизной фронта тока и не может быть принято менее 100 мс [28]. В практике современных реверсивных электроприводов обжимных станов допустимая величина производной тока якоря обычно составляет (10—20)  $I_n$  в секунду, но не более 100 А/мс [29]. Таким образом, система автоматического управления, обеспечивая быстрый разгон и торможение, должна ограничивать заданными пределами величину и производную тока якоря двигателя.

Продолжительность реверса тока от  $+I_n$  до  $-I_n$  ионного электропривода с двумя комплектами выпрямителей 50, привода по

системе Г—Д с ионным возбуждением 200, привода по системе Г—Д с электромашинным управлением в кубичной схеме 800 мс [28].

Данные свидетельствуют о большом быстродействии вентиляного электропривода. Кроме того, такой привод позволяет упростить структуру систем автоматического управления при одновременном улучшении их качества.

Существенным элементом в развитии вентиляного электропривода и вентиляных возбуждителей и систем управления реверсивными обжимными станами является применение современной

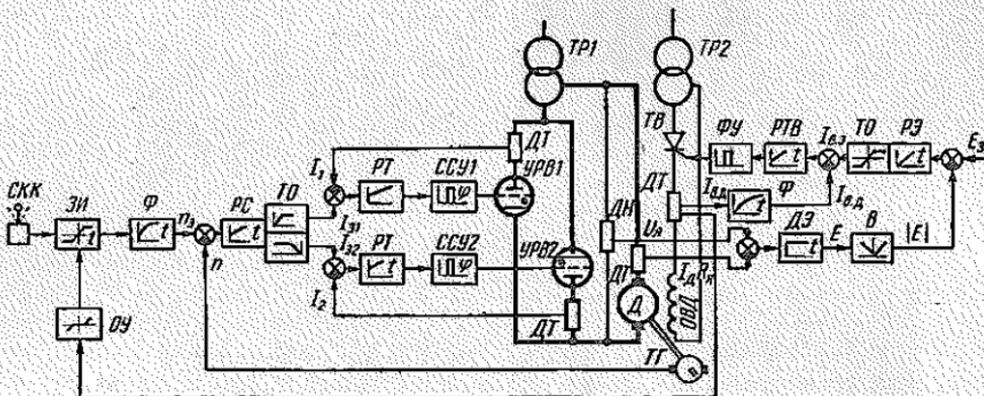


Рис. 86. Функциональная схема двухзонным регулированием скорости привода блюминга

унифицированной блочной системы регуляторов (УБСР), обеспечивающих широкое внедрение систем автоматического управления с последовательной коррекцией. Такие системы позволяют получить практически оптимальные характеристики управления электроприводом обжимных станков. К преимуществам таких систем следует отнести и то, что они практически приводятся к системе регулирования второго порядка, параметры которого легко определяются. Поэтому современным видом автоматизированного электропривода обжимными станами являются системы Г—Д с вентиляными возбуждителями и вентиляного электропривода с применением УБСР и замкнутых систем бесконтактного управления.

*Ионный электропривод блюминга.* Типовая схема систем такого типа вентиляного привода с задатчиком интенсивности в упрощенном виде приведена на рис. 86.

Каждый двигатель рабочего вала Д получает питание от реверсивного ртутного преобразователя УРВ1 и УРВ2, а обмотка возбуждения ОВД — от тиристорного возбуждителя ТВ. Необходимая скорость и направление вращения задаются pedalным СКК.

Темп разгона определяется задатчиком интенсивности ЗИ, в котором ступенчатый сигнал СКК преобразуется в линейно изменяющийся с требуемым темпом сигнал задания  $n_2$  скорости

электродвигателя. Для получения более качественного переходного процесса (исключения перерегулирования) между задатчиком ускорения  $ЗИ$  и регулятором скорости  $РС$  включен фильтр  $\Phi$ .

Сигнал задания  $n_3$  на входе регулятора скорости  $РС$  сравнивается с сигналом  $n$ , пропорциональным фактической скорости вращения от тахогенератора  $ТГ$ . Напряжение выхода регулятора скорости служит заданием  $I_{31}$  ( $I_{32}$ ) для регуляторов тока  $РТ$ . Это напряжение ограничивается в узле токоограничения  $ТО$  до величины, соответствующей максимально допустимой силе тока. На входе регулятора тока сигнал задания  $I_{31}$  ( $I_{32}$ ) сравнивается с сигналом, пропорциональным фактическому значению силы тока  $I_1$  ( $I_2$ ), снимаемого с датчиков тока  $ДТ$ . Выходной сигнал регулятора тока подается на вход системы импульсно фазового управления  $ССУ$  реверсивного вентильного преобразователя. В регуляторах тока  $РТ$  и скорости  $РС$  применены ПИ-регуляторы, т. е. имеем двукратно интегрирующую систему регулирования, что позволяет уменьшить (или устранить) статизм регулирования скорости. Однако при этом перерегулирование тока значительно возрастает.

Система обеспечивает двухзонное регулирование скорости вращения электропривода с зависимым управлением потоком двигателя. Как видно из рис. 86, задание на скорость двигателя поступает только на вход регулятора скорости  $РС$  двигателя в цепи его якоря. Схема управления потоком двигателя является двухконтурной с главной обратной связью по э. д. с. двигателя и подчиненным регулированием тока возбуждения  $I_{в.д.}$  При двухзонном регулировании ослабление магнитного потока происходит при неизменной (номинальной) величине выпрямленного напряжения, а значит, при постоянной э. д. с. двигателя  $E = U_n - I_{д}R_n$  ( $I_{д}R_n \ll U_n$ ), значение которого фиксируется в регуляторе э. д. с.  $РЭ$  при помощи задания  $E_3$ . При малых значениях напряжения на якоре двигателя его э. д. с.  $E$  меньше заданного значения  $E_3$  и выходное напряжение регулятора  $РЭ$ , являющееся заданием  $I_{в.з.}$  для тока возбуждения двигателя, ограничивается при помощи нелинейного элемента  $ТО$  регулятора  $РЭ$  в соответствии с требуемым номинальным значением тока возбуждения двигателя.

При увеличении напряжения на якоре двигателя, когда э. д. с. двигателя  $E$  достигает значения  $E_3$ , а затем превышает это значение, напряжение на выходе регулятора  $РЭ$  начнет уменьшаться, что приведет к уменьшению тока возбуждения двигателя и увеличению его скорости вращения, т. е. к стабилизации э. д. с. двигателя. Процесс ослабления потока возбуждения двигателя происходит до тех пор, пока его скорость вращения не сравняется с заданным значением  $n_3$  регулятора  $РС$ . Регулятор э. д. с.  $РЭ$  пропорционально-интегральный и обеспечивает постоянство э. д. с. двигателя при регулировании. Поэтому задачей системы управления потоком двигателя является поддержание э. д. с. двигателя

при ослаблении или усилении магнитного потока. Обратная связь по э. д. с. двигателя осуществляется датчиком э. д. с., на входе которого алгебраически суммируются сигналы, пропорциональные напряжению на якоре двигателя и падению напряжения на якоре ( $E = U_a - I_d R_a$ ). При помощи выпрямителя  $B$  независимо от направления вращения двигателя на вход регулятора э. д. с.  $PЭ$  сигнал обратной связи э. д. с. подается всегда одной полярности  $|E|$ , где он сравнивается с заданным значением э. д. с.  $E_3$ .

Выходной сигнал регулятора  $PЭ$  является заданием для регулятора тока возбуждения двигателя  $РТВ$ , на входе которого он сравнивается с сигналом, пропорциональным действительному значению тока возбуждения  $I_{в.д}$  от датчика тока  $ДТ$ . Отрицательная обратная связь по току возбуждения  $I_{в.д}$  подается через фильтр  $\Phi$ , обеспечивающий компенсацию влияния вихревых токов станины двигателя. Выходной сигнал регулятора тока подается на вход системы импульсного фазового управления  $\PhiУ$  тиристорного возбудителя  $ТВ$ . При ускорении двигателя за счет ослабления потока и сохранении постоянного темпа ускорения динамическая составляющая тока увеличивается, что может привести к перегрузке привода. Это требует корректировки выходного сигнала задатчика интенсивности в направлении уменьшения интенсивности разгона пропорционально уменьшению тока возбуждения двигателя, которое автоматически осуществляется датчиком ограничения ускорения  $ОУ$ . Следует отметить, что в системе с задатчиком интенсивности при перегрузке электродвигателя работает узел токоограничения и происходит снижение скорости. После прекращения режима токоограничения (выход металла из валков) скачкообразное изменение напряжения на входе регулятора  $РС$  приводит к броску динамического тока и к большой величине ускорения электропривода. Для исключения этого режима предусматриваются специальные узлы в системе управления.

*Тиристорный электропривод блюминга.* Известные преимущества тиристорных преобразователей способствуют широкому внедрению тиристорных преобразователей практически во все электроприводы прокатных станов. Проводятся работы по внедрению мощных уникальных преобразовательных установок для главных электроприводов реверсивных обжимных станов.

На рис. 87 приведена упрощенная функциональная схема индивидуального электропривода валков блюминга 1150 по системе ТП—Д [30]. Электродвигатели  $Д1$  и  $Д2$  — типа ПБК-250/125, 3320 кВт, 700 В, 5150 А, 50/120 об/мин, ток возбуждения 455/120 А, напряжение возбуждения 115 В. Обмотки возбуждения  $ОВД1$  и  $ОВД2$  получают питание от отдельных тиристорных возбудителей  $ТВ1$  и  $ТВ2$  на 500 В, 600 А.

Электродвигатели  $Д1$  и  $Д2$  получают питание от своих тиристорных преобразователей  $ТП1$  и  $ТП2$ , выполненных по встречно-параллельной схеме в виде двух трехфазных мостов, один из



другой группой производится в момент прохождения выпрямленного тока через нуль, что контролируется появлением прерывистого тока, характеризующего малую его величину. Переключение групп  $T\Pi$  осуществляется с выдержкой времени 10—15 мс.

Система управления электроприводом обеспечивает двухзонное регулирование скорости вращения и имеет две независимые системы регулирования (см. рис. 87): напряжения на якорях  $D1$  и  $D2$  и тока возбуждения в обмотках  $ОВД1$  и  $ОВД2$ .

При этом происходит разделение режимов работы как при разгоне, так и при торможении двигателей. Особенностью системы управления является применение модели электродвигателя, представленной на рис. 87 звеньями  $MЭД$  и  $MМД$ .

Как было показано в главе II, если выходным сигналом двигателя считать э. д. с., то модель двигателя (см. рис. 15, ж) представляет замкнутую систему с единичной обратной связью и последовательным соединением апериодического звена с электромагнитной постоянной времени якоря  $T_э$  и интегрирующего звена с электромеханической постоянной времени  $T_м$ . В этом случае коэффициенты усиления звеньев равны единице, выходной величиной апериодического звена  $MЭД$  является напряжение, пропорциональное току двигателя, а выходной величиной интегрирующего звена ( $MМД$ ) — э. д. с. двигателя. В модели электромагнитная постоянная времени якоря  $T_э$  и электромеханическая постоянная времени  $T_м$  равны действительным значениям этих величин в электроприводах блуминга. Так как в модели нагрузка двигателя отсутствует, то выходное напряжение звена  $MЭД$  будет пропорционально динамической составляющей тока двигателя. При подаче на вход модели с сумматора  $СН$  фактического напряжения на якорях двигателей  $D1$  и  $D2$  выходной сигнал звена  $MЭД$  будет пропорционален фактическому значению динамической составляющей тока, а выходной сигнал звена  $MМД$  — фактическому значению э. д. с. двигателя.

Эти сигналы подаются как сигналы обратной связи соответственно на вход регулятора динамического тока  $РДТ$  (ПИ-регулятор) и на вход регулятора напряжения  $РН$  (П-регулятор). Управление электроприводом осуществляется педальным  $СКК$ , который через фазочувствительный выпрямитель  $ВФ$  и бесконтактный ключ  $БК$  (при работе замкнут) подает задающее напряжение на вход регулятора напряжения  $РН$ , выход которого является заданием для регулятора динамического тока  $РДТ$ , управляющего через фазоимпульсную систему управления  $ФУ$  величиной напряжения (скорости вращения двигателей)  $T\Pi1$  и  $T\Pi2$ . Сумматор  $СН$ , кроме сигнала, пропорционального сумме напряжений на якорях  $D1$  и  $D2$ , подаваемого на вход модели двигателя, дает также сигнал, пропорциональный разности этих напряжений, который подается на входы  $ФУ T\Pi1$  (непосредственно) и  $T\Pi2$  (через инвертор  $I$ , изменяющий полярность сигнала).

В рассматриваемой схеме обратная связь по динамическому току обеспечивает необходимый темп ускорения привода при ступенчатом изменении задания на напряжение *СКК*.

Если ток двигателя превышает значение, соответствующее максимальной эксплуатационной рабочей характеристике и контролируемое сумматором *СТ*, срабатывает релейное устройство *РУ*, бесконтактный ключ *БК* размыкается, и двигатели останавливаются. Этому режиму работы системы предшествует работа узла (на схеме не показано), обеспечивающего при перегрузке двигателей снижение уставки динамического тока за счет ограничения выхода регулятора напряжения *РН*. Система управления током возбуждения двигателей, как видно из рис. 87, является двухконтурной и построена по принципу подчиненного регулирования параметров. Основным регулятором является регулятор тока возбуждения *РТ*, на вход которого поступает сигнал задания на величину номинального тока возбуждения от задатчика *ЗТ* и через сумматор *СТ* сигнал обратной связи по полусумме фактических токов возбуждения в обмотках *ОВД1* и *ОВД2*, снимаемых с датчиков тока *ДТ*. Выходной сигнал регулятора тока возбуждения *РТ* является заданием для регуляторов напряжения *РН* тиристорных возбuditелей, на вход которых также подается обратная связь по напряжению *ТВ1* и *ТВ2* от датчиков напряжения *ДН*. Выход регуляторов *РН* подается в систему импульснофазового управления *ФУ ТВ1* и *ТВ2*.

При работе на скоростях выше основной входной сигнал регулятора *РТ* уменьшается за счет сигнала, поступающего с датчика ослабления потока *ЗП* через бесконтактный ключ *БК*. При разгоне двигателей до основной скорости сигнал на ослабление потока от задатчика *ЗП* ключом *БК* запирается логическим устройством *ЛУ*, и ключ *БК* начинает пропускать сигнал задатчика *ЗП* при достижении на якорях двигателей напряжения 90% от  $U_n$ . Темп ослабления магнитного потока двигателей диктуется ограничением выхода регулятора *РТ*, т. е. заданием регуляторам *РН*. Функциональный преобразователь *ПФ* осуществляет положительную обратную связь по напряжению *ТВ1*, уменьшающую форсировку по напряжению *ТВ1* и *ТВ2* при уменьшении тока возбуждения двигателей, и увеличивающую форсировку при увеличении тока возбуждения двигателей. Процесс, протекающий под действием такой положительной обратной связи, контролируется узлом *ПФ*, и при приближении магнитного потока и заданному значению выходной сигнал узла *ПФ* исчезает. Характеристика функционального преобразователя *ПФ* такова, что обеспечивается постоянство динамического тока при двухзонном регулировании скорости.

Выравнивание нагрузки между двигателями *Д1* и *Д2* индивидуального электропривода осуществляется соответствующим воздействием на магнитные потоки двигателей через регуляторы *РН*. Сигналом, видоизменяющим напряжения *ТВ1* и *ТВ2*, является

выходной сигнал, пропорциональный разности токов двигателей  $D1$  и  $D2$  сумматора  $CT$ . При этом полярность сигнала для  $TB2$  меняется инвертором  $I$ .

Применение схемы с регулятором динамического тока в рассматриваемой системе управления блюмингом объяснялось стремлением исключить недостаточно надежный тахогенератор постоянного тока, применяемый в типовых схемах управления обжимными станами с датчиками интенсивности (см. рис. 86) [30]. При этом рассматриваемая система электропривода ликвидирует также отмеченный выше недостаток системы с датчиком ускорения, получающийся в результате работы узла токоограничения.

Однако в системе с регулятором динамического тока затруднена настройка системы для получения лыжеобразования из-за отсутствия индивидуальных систем управления электроприводами валков, и наличие модели двигателя для осуществления обратных связей вносит погрешности в систему управления.

Необходимо отметить, что при применении вентильных преобразователей для мощных электроприводов реверсивных обжимных станов возникают специфические технико-экономические задачи преодоления недостатков, свойственных таким преобразователям.

В настоящее время стоимость реверсивных статических преобразователей для таких приводов существенно превышает стоимость двигатель-генераторов. Наряду с высоким к. п. д. статические преобразователи при реверсивной работе имеют низкий коэффициент мощности. Большое количество параллельных цепей в мощных тиристорных преобразователях понижает их эксплуатационную надежность. Тиристорные мощные преобразователи, предназначенные для питания реверсивных обжимных станов, не вышли еще из стадии головных и опытных образцов [31].

Поэтому в мировой практике и в настоящее время для реверсивных обжимных станов продолжают применяться вращающиеся преобразователи.

*Защита двигателя.* Во избежание недопустимых режимов работы привода в схемах управления предусматривают различные виды защиты, отключающие двигатели прокатных станов и гасящие поле генераторов. Отключение двигателей от питающих агрегатов осуществляется однополюсными линейными автоматическими выключателями с соленоидным приводом. Линейные автоматы срабатывают и отключают двигатель при достижении током значений, превышающих на 15—20% значения максимальных эксплуатационных рабочих токов (от максимального реле), при исчезновении магнитного потока двигателя (от реле ослабления поля), при недопустимом повышении скорости вращения двигателя (от центробежного выключателя с уставкой 110—115%  $n_{\max}$ ) и при появлении замыкания на землю главной цепи (от реле заземления).

Линейные автоматы срабатывают в аварийных режимах после того, как регуляторы тока не обеспечили снижение тока двигателя до величин, соответствующих максимальным эксплуатационным рабочим характеристикам.

В схеме управления автоматами имеется блокировка (от реле э. д. с. двигателя), которая разрешает их включение только при неподвижном прокатном двигателе.

## 15. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ И ВЫБОР ДВИГАТЕЛЯ ГЛАВНОГО ПРИВОДА

Развитие автоматизированного управления реверсивными обжимными станами с применением бесконтактных схем сокращает цикл прокатки слитков. Такая напряженная работа стана существенно увеличивает тепловую загрузку двигателя. Выполнение условия загрузки двигателя в соответствии с максимальными рабочими эксплуатационными характеристиками двигателя не означает, что двигатель по условиям нагрева обеспечит такой режим при любом практически осуществимом минимальном цикле в случае длительной работы стана. Определение эффективных программ прокатки требует проведения расчетов мощности двигателя за время цикла. Это положение особенно стало важным с развитием и внедрением программного управления реверсивными станами. Программирование и автоматизация требуют составления жестких программ прокатки, основанных на расчетах. Специальные цифровые вычислительные устройства программируются на выполнении таких расчетов. Счетно-решающие устройства строят в основном таким образом, что они выполняют расчеты с той же последовательностью операций, что при расчетах, выполняемых вручную.

Как было показано в гл. V, расчет мощности двигателей прокатных станов носит проверочный характер. Обычно предварительно выбирают двигатель на основании анализа опытных данных по установленным двигателям на аналогичных прокатных станах.

Для проверки мощности двигателя необходимо построить для наиболее характерных программ прокатки нагрузочные диаграммы двигателя за цикл прокатки, т. е. за время от момента входа слитка в валки в первом пропуске и до момента входа в валки следующего слитка. Для построения нагрузочных диаграмм двигателя необходимо иметь графики изменения скорости вращения двигателя и график статических моментов прокатки на валу двигателя для всех пропусков за время цикла.

Момент  $M$ , развиваемый двигателем реверсивного обжимного стана, можно представить в виде четырех составляющих:

$$M = M_{\text{пр}} + M_{\text{тр}} + M_{\text{х. х}} \pm M_{\text{дин}}, \quad (\text{VII.44})$$

где  $M_{пр}$  — момент прокатки, т. е. момент, необходимый для преодоления сил сопротивления деформации прокатываемого металла и возникающих при этом сил трения о валки;

$M_{тр}$  — момент добавочных сил трения, возникающих в подшипниках валков и передаточных механизмах при прокатке;

$M_{х. х}$  — момент, необходимый для привода стана на холостом ходу (берется равным 3—5% от номинального момента предварительно выбранного двигателя);

$M_{дин}$  — динамический момент, необходимый для преодоления инерционных усилий при изменении скорости вращения валков.

Первые три составляющие создают статический момент сопротивления на валу двигателя:

$$M_c = M_{пр} + M_{тр} + M_{х. х} \quad (VII.45)$$

Величина статического момента определяется главным образом моментом прокатки, который можно определить по теоретическим формулам или опытным кривым удельного расхода энергии на 1 т прокатываемого металла. Расчет моментов прокатки, построение скоростных и нагрузочных диаграмм прокатного стана изучаются в специальных технологических курсах прокатного производства [21, 32—34]. Как отмечалось выше, построение нагрузочной диаграммы ведется по данным технологического процесса и техническим характеристикам оборудования.

Рассмотрим построение нагрузочной диаграммы реверсивного стана по методу кривых удельного расхода энергии.

Кривые удельного расхода энергии при прокатке блюмов обычно строятся в зависимости от общего удлинения (рис. 88, а) по нагрузке электродвигателя, за вычетом потерь на вращение стана вхолостую [32]. Удельный расход энергии за один пропуск металла через валки выражается как разность двух ординат  $\omega_1$  и  $\omega_0$ , соответствующих отношению длины прокатываемой полосы после пропуска и до пропуска к первоначальной длине заготовки, т. е.  $(\omega_1 - \omega_0)$  кВт·ч/т.

Общий расход энергии за данный пропуск, кВт·с

$$W = 3600 (\omega_1 - \omega_0) m, \quad (VII.46)$$

где  $m$  — масса прокатываемой заготовки, т.

Вычисленный по расходу энергии момент, кН·м, включает момент прокатки и момент добавочных сил трения

$$M_{пр} + M_{тр} = \frac{3600 (\omega_1 - \omega_0) m}{L} \cdot \frac{D}{2} = 1800 (\omega_1 - \omega_0) D Q \rho, \quad (VII.47)$$

где  $L$  — длина заготовки после пропуска, м;

$D$  — катающий диаметр валков, м;

$Q$  — площадь сечения заготовки после прохода, м<sup>2</sup>;

$\rho$  — плотность металла, т/м<sup>3</sup>.

Потребляемая мощность за проход  $P_i$  при расчете по кривым удельного расхода энергии

$$P_i = \frac{3600 (\omega_1 - \omega_0) m}{t_i}, \quad (\text{VII.48})$$

где  $t_i$  — время прохождения металла между валками в  $i$ -том проходе, с.

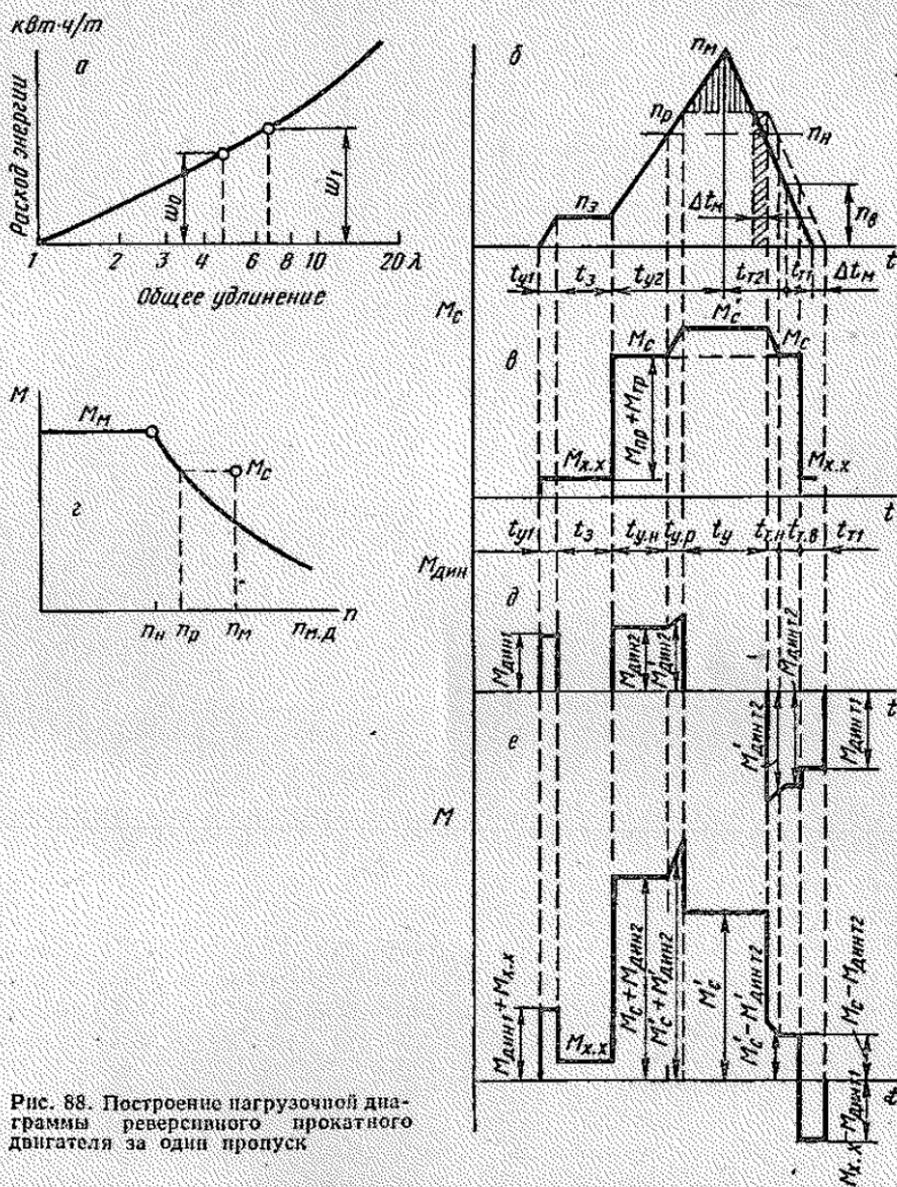


Рис. 88. Построение нагрузочной диаграммы реверсивного прокатного двигателя за один пропуск

Для построения нагрузочной диаграммы прокатного стана необходимо определить продолжительность прохождения металла в валках и длительность пауз между пропусками.

Время прокатки находят по графику изменения скорости валков за данный пропуск с учетом данных технологического процесса (масса и размеры заготовки, величины обжатий, сечение после прохода, скорость захвата и выброса, величины ускорения и замедления и др.).

Время паузы определяется продолжительностью работы вспомогательных механизмов (нажимные винты, рольганги, кантователи и др.). Обычно при расчетах время паузы берется как усредненная величина, равная  $t_n = 1,5 \div 2,0$  с для проходов без кантовки и  $t_n = 3 \div 4,5$  с для проходов с кантовкой между ними.

Время паузы между слитками определяется временем подъема верхнего валка из нижнего положения в верхнее и берется равным  $t_{п.с} = 5 \div 6$  с.

Для современных обжимных станков с бесступенчатым регулированием скорости вращения характерным является треугольный график скорости при прокатке металла [34]. При таком графике скорости (рис. 88, б) максимальная скорость прокатки, об/мин, определяется по уравнению

$$n_m = \sqrt{\frac{ab}{a+b} \left( \frac{120L}{\pi D} + \frac{n_a^2}{a} + \frac{n_b^2}{b} \right)}, \quad (\text{VII.49})$$

где  $L$  — длина заготовки после прохода, м;

$n_a$  — скорость захвата металла, об/мин;

$n_b$  — скорость выброса металла, об/мин;

$a = \frac{dn}{dt}$  — ускорение при прокатке (обычно  $a = 40 \div 80$  об/мин/с);

$b = \frac{dn}{dt}$  — замедление при прокатке (обычно  $b = 70 \div 100$  об/мин/с).

В современных обжимных станах, как правило,  $a = b$ .

Системы автоматизированного управления электроприводом блюминга строятся таким образом, что динамический ток в переходных процессах поддерживается постоянным. Это значит, что динамический момент и ускорение привода при работе на скоростях выше основной уменьшаются. Поэтому фактический график скорости имеет излом после номинальной скорости. Однако в первом приближении принимается, что в переходных процессах скорость двигателя на всем участке меняется по линейному закону (см. рис. 88, б).

Время ускорения вхолостую

$$t_{y1} = n_a/a, \quad (\text{VII.50})$$

Время ускорения с металлом

$$t_{y2} = \frac{n_m - n_a}{a}. \quad (\text{VII.51})$$

Время замедления с металлом

$$t_{\tau 2} = \frac{n_m - n_b}{b}. \quad (\text{VII.52})$$

Время замедления вхолостую

$$t_{\tau 1} = n_b/b. \quad (\text{VII.53})$$

Время работы при скорости захвата

$$t_3 = t_n - t_{y1} - t_{\tau 1}. \quad (\text{VII.54})$$

Программа прокатки при треугольном графике скорости осуществляется задачей командоконтроллером величины  $n_m$ , по достижении которой привод переводится в тормозной режим. При этом для некоторых проходов момент статического сопротивления  $M_c$  (рис. 88, в) может оказаться большим, чем максимальный эксплуатационный момент двигателя при скорости  $n_m$  (рис. 88, з). Системы управления блюмингом обеспечивают разделение режимов работы при двухзонном регулировании скорости. Поэтому по достижении скорости  $n_p$ , когда максимальный эксплуатационный момент двигателя будет равен  $M_c$ , вступит в работу регулятор тока, который не разрешает дальнейшее ослабление магнитного потока двигателя и обеспечивает работу на скорости  $n_p$ , т. е. фактический скоростной график будет трапецеидальным, и машинное время пропуска увеличится на величину  $\Delta t_m$ , определяемую на основании равенства заштрихованных площадей (см. рис. 88, б):

$$\Delta t_m = \frac{(n_m - n_p)^2}{2n_m n_p} (t_{y1} + t_{y2} + t_{\tau 2} + t_{\tau 1}). \quad (\text{VII.55})$$

Нагрузочная диаграмма стана (см. рис. 88, в) для каждого прохода строится по данным технологического процесса.

Коэффициент вытяжки за каждый пропуск

$$\lambda_i = Q_{i-1}/Q_i. \quad (\text{VII.56})$$

Длина заготовки после пропуска

$$L_i = L_{i-1} \lambda_i. \quad (\text{VII.57})$$

Удельный расход энергии за пропуск

$$\omega_{\lambda_i} - \omega_{\lambda_{i-1}}. \quad (\text{VII.58})$$

Момент прокатки и добавочных сил трения

$$M_{np} + M_{tp} = 1800 (\omega_{\lambda_i} - \omega_{\lambda_{i-1}}) D_i Q_i \rho_i. \quad (\text{VII.59})$$

Статический момент сопротивления прокатки

$$M_c = M_{np} + M_{tp} + M_{x. x.} \quad (\text{VII.60})$$

При построении статического момента сопротивления прокатки надо помнить, что для тех пропусков, в которых прокатка

ведется при скоростях выше основной, пропорциональность между током и моментом нарушается. Ввиду уменьшения потока ( $\Phi < \Phi_n$ ) для создания того же момента сопротивления требуется большая величина тока, чем при  $\Phi_n$  (формула VII.1)  $M_c = k_M \Phi I$ .

Нагрев двигателя определяется величиной тока. Поэтому с точки зрения нагрева двигателя необходимо применять метод среднеквадратичного тока либо скорректировать нагрузочную моментную диаграмму стана таким образом, чтобы она обеспечивала такой же нагрев, как и нагрузочная диаграмма по току, т. е. необходимо выразить значение статических моментов через номинальный поток двигателя, когда  $M \sim I$ , и можно пользоваться методом среднеквадратичного момента.

Подставляя в уравнение (II.11) значение (III.7)  $\Phi = \Phi_n \frac{n_n}{n}$ ,

имеем

$$M_c = k_M \Phi_n I \frac{n_n}{n},$$

или

$$M_c \frac{n}{n_n} = k_M \Phi_n I, \quad (\text{VII.61})$$

откуда значение скорректированного момента

$$M'_c = M_c \frac{n}{n_n}. \quad (\text{VII.62})$$

Нагрузочная диаграмма стана применительно к рис. 88, б изображена на рис. 88, в.

Длительность участков нагрузочной диаграммы, соответствующих фактическому и скорректированному значениям моментов, определяется из рис. 88, б.

Время ускорения с металлом от  $n_3$  до  $n_n$

$$t_{y.n} = \frac{n_n - n_3}{n_n - n_3} t_{y2}. \quad (\text{VII.63})$$

Время ускорения с металлом от  $n_n$  до  $n_p$

$$t_{y.p} = \frac{n_p - n_n}{n_n - n_3} t_{y.n}. \quad (\text{VII.64})$$

Время замедления с металлом от  $n_n$  до  $n_B$

$$t_{т.в} = \frac{n_n - n_B}{n_n - n_p} t_{т2}. \quad (\text{VII.65})$$

Время замедления с металлом от  $n_p$  до  $n_n$

$$t_{т.н} = \frac{n_p - n_n}{n_n - n_B} t_{т.в}. \quad (\text{VII.66})$$

Время работы на установившейся скорости

$$t_y = t_{y2} - (t_{y.n} + t_{y.p}) + t_{т2} - (t_{т.н} + t_{т.в}) + \Delta t_m. \quad (\text{VII.67})$$

На рис. 88, *д* приведен график изменения динамического момента двигателя. Динамический момент при ускорении и замедлении привода определяют по формулам:  
при работе вхолостую

$$M_{\text{дин}1} = \frac{GD_{\text{пр}}^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (\text{VII.68})$$

где  $GD_{\text{пр}}^2 = GD_{\text{д}}^2 + GD_{\text{с}}^2$  — маховой момент привода;  
 $GD_{\text{д}}^2$  — маховой момент предварительно выбранного двигателя;  
 $GD_{\text{с}}^2$  — маховой момент вращающихся деталей стана (определяется по конструктивным данным вращающихся деталей стана);  
при работе с металлом в валках

$$M_{\text{дин}2} = \frac{GD_{\text{пр}}^2 + 365 \frac{v^2}{n^2} m}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt}, \quad (\text{VII.69})$$

где  $m$  — масса заготовки.

Для участков графика, где ускорение и замедление привода происходят при скоростях выше основной, значения динамических моментов следует скорректировать:

$$M'_{\text{дин}} = M_{\text{дин}} \frac{n}{n_{\text{н}}}. \quad (\text{VII.70})$$

На рис. 88, *е* приведена нагрузочная диаграмма двигателя за один проход, представляющая суммарный график нагрузочной диаграммы стана и динамических моментов, т. е.

$$M = M_{\text{с}} + M_{\text{дин}}. \quad (\text{VII.71})$$

Такие нагрузочные диаграммы двигателя строятся для всех пропусков одного цикла с учетом пауз между пропусками.

По построенным нагрузочным диаграммам двигателя для цикла прокатки проводят проверку предварительно выбранного двигателя по нагреву и перегрузке.

Среднеквадратичный момент двигателя

$$M_{\text{экр}} = \sqrt{\frac{\sum M^2 t}{t_{\text{ц}}}} \leq M_{\text{н}}. \quad (\text{VII.72})$$

Для участков нагрузочной диаграммы, где момент меняется по линейному закону, значение  $M^2 t$  определяется по формуле

$$M^2 t = \frac{M_{\text{нач}}^2 + M_{\text{нач}} M_{\text{кон}} + M_{\text{кон}}^2}{3} t. \quad (\text{VII.73})$$

Например, для участка времени  $t_{y.p}$  (рис. 88, e)

$$M^2 t_{y.p} = \frac{(M_c + M_{дин2})^2 + (M_c + M_{дин2})(M_c + M'_{дин2}) + (M_c + M'_{дин2})^2}{3} t_{y.p}. \quad (VII.74)$$

Проверка двигателя на перегрузочную способность

$$\lambda = \frac{M_{max}}{M_{н}} \leq \lambda_{кат}. \quad (VII.75)$$

## 16. ЭЛЕКТРОПРИВОД СЛЯБИНГА

Слябинги устанавливают в прокатных цехах при больших масштабах производства листовой стали. В отличие от блюминга слябинг является универсальным двухклетевым реверсивным станом. Вертикальные валки располагаются с передней или задней стороны стана. На новых слябингах вертикальные валки расположены с задней стороны, чем обеспечивается получение заданной ширины раската с более ровными боковыми кромками [34].

Техническую характеристику рассмотрим на примере слябинга 1150.

Слябинг предназначен для прокатки слитков массой 12—28 т на слябы сечением 100×800 до 250×1500 мм при годовой производительности до 5 млн. т.

Горизонтальные валки имеют цилиндрические бочки диаметром 1150 мм, длиной 2300 мм и вращаются от индивидуальных двигателей постоянного тока типа МП-8000-65, 6100 кВт, 50/80 об/мин, 700 В,  $GD^2 = 320$  тс·м<sup>2</sup>.

Вертикальные валки диаметром 900 мм, длиной 2000 мм установлены на расстоянии 2500 мм от оси горизонтальных валков и также имеют индивидуальный безредукторный электропривод постоянного тока от двигателей ПВ21-100-7К, 2000 кВт, 65/110 об/мин, 785 В,  $GD^2 = 58$  тс·м<sup>2</sup>.

Режим работы и вид нагрузочных диаграмм привода горизонтальных валков такие же, что и для блюминга, однако величина статических моментов сопротивления значительно больше, что вызывает увеличение моментов приводных двигателей. Требования, предъявляемые к приводу и системам горизонтальных валков, такие же, как к приводу блюминга. Поэтому рассмотренные системы управления блюмингами также характеризуют системы привода горизонтальных валков слябинга. Так, для рассматриваемого слябинга 1150 мм применена система управления (рис. 86) [35].

Требования, предъявляемые к приводу и системе управления вертикальными валками, определяются условиями одновременной прокатки металла в горизонтальных и вертикальных валках. При этом технологически необходимо, что металл между клетями не имел бы значительного растяжения или сжатия. Поэтому основным требованием является правильное соотношение скоростей

вращения горизонтальных и вертикальных валков, обеспечивающее постоянство секундного объема металла, проходящего через валки. Вследствие реверсивного режима работы стана и различной величины обжатия заготовки скорость вращения вертикальных валков относительно скорости вращения горизонтальных валков не будет однозначной.

Ниже (см. главу VIII) показано, что при непрерывной прокатке необходимое соотношение скоростей вращения двух смежных клетей определяется по формуле (VIII.15)

$$n_{i+1} = n_i \frac{D_i}{D_{i+1}} \lambda_{i+1}.$$

Применительно к слябингу, если вертикальные валки расположены с задней стороны стана, в нечетных проходах, когда прокатка ведется в направлении от горизонтальных валков к вертикальным, соотношение скоростей вращения вертикальных  $n'_b$  и горизонтальных валков  $n_r$  (в связи с тем, что  $\lambda_b \approx 1$ )

$$n'_b = n_r \frac{D_r}{D_b} \lambda_b \approx n_r \frac{D_r}{D_b}. \quad (\text{VII.76})$$

В четных пропусках при прокатке в направлении от вертикальных валков к горизонтальным

$$n_r = n''_b \frac{D_b}{D_r} \lambda_r. \quad (\text{VII.77})$$

Откуда

$$n''_b = \frac{n_r}{\lambda_r} \cdot \frac{D_r}{D_b}. \quad (\text{VII.78})$$

Таким образом, при прокатке в направлении от горизонтальных валков к вертикальным скорость вращения вертикальных валков  $n'_b$  должна превышать скорость вращения  $n''_b$  при прокатке в обратном направлении в  $n'_b/n''_b$  раз:

$$\frac{n'_b}{n''_b} = \lambda_r, \quad (\text{VII.79})$$

где  $\lambda_r$  — коэффициент вытяжки в горизонтальных валках.

Прокатываемые на слябингах заготовки имеют крупные сечения и обладают достаточно большой жесткостью, в результате чего появление относительно небольших растягивающих или сжимающих напряжений не влияет на качество заготовки. Однако при этом возможна перегрузка двигателей вертикальных валков, как менее мощных. Поэтому системы управления электроприводом вертикальных валков обеспечивают работу на мягкой механической характеристике.

Управление двигателями вертикальных и горизонтальных валков осуществляется одним командоконтроллером, и схемы строятся таким образом, чтобы соотношение скоростей вращения горизонтальных и вертикальных валков сохранялось во всем диапазоне регулирования скорости прокатки [36, 37].

## *Глава VIII*

### *ЭЛЕКТРОПРИВОД НЕРЕВЕРСИВНЫХ СТАНОВ ГОРЯЧЕЙ ПРОКАТКИ*

Наиболее распространенным режимом работы прокатных станков является нереверсивный, при котором каждый из прокатных валков вращается в определенном направлении. Скорость вращения валков может быть постоянной или регулируемой. В зависимости от требуемого графика скорости (стабилизация скорости здесь не понимается, как регулирование скорости) различают следующие типы электроприводов таких станков:

1. Нереверсивный нерегулируемый привод, при котором скорость прокатки практически постоянна (например, привод черновых клетей широкополосных станков).

2. Нереверсивный маховичный привод, характеризуемый небольшим снижением скорости прокатки (до 8—12%) за время прохода металла через валки (например, привод прошивных и автоматических трубных станков).

3. Нереверсивный регулируемый привод с регулированием скорости при настройке стана (например, непрерывные проволочные станы в блочном исполнении).

4. Нереверсивный регулируемый привод с регулированием скорости прокатки в широких пределах во время прокатки металла (например, чистовая группа клетей современного широкополосного стана).

#### *1. НЕРЕВЕРСИВНЫЙ НЕРЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД*

Для привода нереверсивных станков, не требующих регулирования скорости, применяют асинхронные и синхронные двигатели трехфазного тока. При выборе того или другого двигателя необходимо руководствоваться технико-экономическим сопоставлением вариантов с анализом всех условий работы.

Достоинства синхронного двигателя по сравнению с асинхронным отмечены в главе II. Следует отметить, что широкое внедрение статических преобразователей для питания главных и вспомогательных электроприводов прокатного производства характеризуется значительными перетоками реактивной энергии в пита-

ющих цепях, снижением качества электроэнергии и коэффициента мощности для потребителей. Поэтому способность синхронных двигателей улучшать cos  $\phi$  питающих сетей и устранять колебания напряжения на шинах подстанций при изменении нагрузки приобретает важное значение в технико-экономическом сопоставлении вариантов привода.

Недостатками синхронного двигателя являются плохие пусковые характеристики и передача больших пусковых токов в питающие сети.

Для уменьшения толчков тока СД пускают в ход при пониженном напряжении, осуществляя пуск через реактор или через автотрансформатор. По окончании пуска реактор или автотрансформатор отключается и двигатель включается на полное напряжение.

С экономической точки зрения схема реакторного пуска обеспечивает меньшую стоимость установки. Однако в ряде случаев применение автотрансформаторного пуска неизбежно, так как при одном и том же толчке тока в сети вращающий момент, развиваемый двигателем, при автотрансформаторном пуске больше. При реакторном пуске ток сети равен току двигателя и, снижая силу пускового тока в  $k$  раз, тем самым снижаем напряжение на двигателе также в  $k$  раз, а вращающий момент двигателя (пуск асинхронный) снижается в  $k^2$  раз [см. формулу (II.82)]. При пуске через автотрансформатор соотношение токов обратно пропорционально соотношению напряжений. Отсюда, снижая силу тока в сети в  $k$  раз, мы тем самым снижаем напряжение на двигателе в  $k$  раз, но ток двигателя возрастет в  $k$  раз, а вращающий момент двигателя уменьшится всего в  $k$  раз.

Работа синхронных двигателей прокатных станов характеризуется ударным приложением нагрузки. Для обеспечения устойчивой работы двигателя в момент наступления большого нагрузочного момента, воздействуя на возбуждение, увеличивают максимальный момент двигателя (см. главу II). Это обеспечивается автоматическими регуляторами возбуждения (АРВ) синхронных двигателей.

Синхронные двигатели находят широкое применение для привода черновой группы клетей непрерывных широкополосных станов, где по условиям технологического процесса возможно обеспечить одни и те же относительные обжатия при различных размерах заготовки. Нагрузочная диаграмма таких станов характеризуется относительным постоянством момента при большой длительности периодов работы и паузы (от  $P_{x,x} = 0,05P_n$  до  $P_{max} = 1,2 \div 1,3P_n$  при длительности до 100 с).

Автоматические регуляторы возбуждения синхронных двигателей таких станов должны обеспечивать [38] постоянство реактивного тока подстанции в соответствии с нагрузкой, постоянство напряжения на шинах подстанции при изменении активной составляющей тока подстанции и ограничение максимального и минимального значений тока возбуждения.

Если мощности СД большие и по условиям нагрева они имеют запас как в главной цепи, так и в цепи возбуждения, то АРВ могут решать также задачу по поддержанию напряжения подстанции при изменении напряжения в системе энергоснабжения. Это обеспечивается дополнительным узлом управления, воздействующим на ток возбуждения двигателя в функции разности напряжений на шинах подстанции и эталонного напряжения.

Схема такого регулятора возбуждения, известная под названием регулятора постоянства реактивной мощности и коэффициента мощности, применена на многих прокатных станах и приведена в работе [38].

## 2. МАХОВИЧНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Маховичный электропривод устанавливают на прокатных станах, нагрузка которых имеет резко выраженный ударный характер, а время нахождения металла в валках за время пропуска невелико (менее 5 с) по сравнению с паузой.

Сущность работы маховичного электропривода заключается в том, что при приложении к приводу ударной нагрузки, в соответствии с механической характеристикой двигателя, происходит снижение скорости с  $n_0$  до  $n$  и выделяется энергия  $\Delta A$ , запасенная в маховых массах привода:

$$\Delta A = \frac{J\omega_0^2}{2} - \frac{J\omega^2}{2} = \frac{GD^2(n_0^2 - n^2)}{730}. \quad (\text{VIII. 1})$$

Эта энергия расходуется на совершение полезной работы, и нагрузка на двигатель уменьшается.

Во время паузы, когда нагрузка отсутствует, скорость электропривода возрастает и в маховике увеличивается запас кинетической энергии.

Обычно маховичный привод с асинхронным двигателем применяют в случае, если максимальное значение нагрузочного момента превышает среднеквадратичное значение момента нагрузочной диаграммы стана в 3—4 раза и длительность пика нагрузки равна 2—5 с. При большем времени момент двигателя достигает значительной величины и применение такого привода нецелесообразно.

При расчете маховичного привода необходимо выбрать номинальную мощность двигателя и величину момента инерции маховика, которые бы обеспечили выравнивание нагрузки привода за счет распределения нагрузки между двигателем и маховиком. Однако построение нагрузочной диаграммы привода требует знания данных двигателя и маховика, а эти величины необходимо определить. Поэтому расчет носит проверочный характер, т. е. необходимо предварительно выбрать двигатель и маховой момент маховика, построить нагрузочную диаграмму двигателя и проверить двигатель на нагрев и перегрузочную способность.

Предварительно двигатель выбирается по приведенной к валу двигателя нагрузочной диаграмме стана (рис. 89, а) из условия, что для наиболее часто встречаемых на практике нагрузочных диаграмм отношение эквивалентного момента к среднему состав-

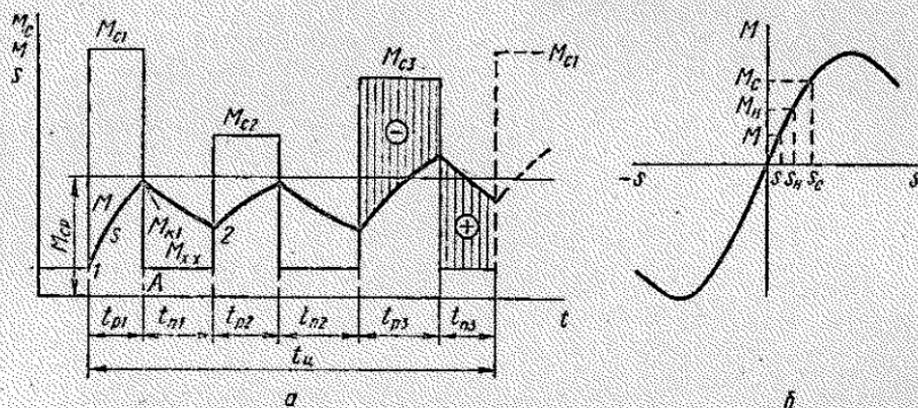


Рис. 89. Нагрузочные диаграммы стана и двигателя (а) и искусственная механическая характеристика двигателя (б)

ляет 1,1—1,3. Для предварительного выбора двигателя обычно принимают  $M_n = 1,2M_{ср} = 1,2 \frac{\sum M_{c_i} t_i}{t_u}$ .

Для предварительного выбора величины маховых масс пользуются формулой [12]

$$GD^2 = \frac{38,2 M_n t_{с.м}}{n_0^2} \cdot \frac{1}{\ln \frac{M_{с.м} - M_{нач}}{M_{с.м} - M_{кон}}}, \quad (\text{VIII.2})$$

где  $n_0$  — синхронная скорость вращения двигателя;

$s_n$  — номинальное скольжение двигателя при работе на искусственной характеристике;

$M_{с.м}$  — приведенное значение максимального момента нагрузочной диаграммы стана;

$t_{с.м}$  — продолжительность действия максимального момента прокатки;

$M_{нач}$  — начальный момент, развиваемый двигателем при приложении нагрузки;

$M_{кон}$  — конечный момент, развиваемый двигателем при снятии нагрузки.

Обычно принимают  $M_{кон} = (1,3 \div 1,6) M_n$ ,  $M_{нач} = (0,2 \div 0,3) M_n$ .

Искусственную характеристику двигателя выбирают из условия, чтобы номинальное скольжение составляло 6—8% (рис. 89, б).

Подставив в уравнение механического равновесия двигателя  $n = n_0(1 - s)$ , получим

$$M = M_c + \frac{GD^2}{38,2} \cdot \frac{dn}{dt} = M_c - \frac{GD^2 n_0}{38,2} \cdot \frac{ds}{dt}. \quad (\text{VIII.3})$$

Так как в рабочей части механическая характеристика асинхронного двигателя может быть принята линейной, то (рис. 89, б)

$$\frac{M}{s} = \frac{M_H}{s_H} = \frac{M_c}{s_c}; \quad (\text{VIII.4})$$

$$M = \frac{M_H}{s_H} s; \quad (\text{VIII.5})$$

$$M_c = \frac{M_H}{s_H} s_c. \quad (\text{VIII.6})$$

Подставляя эти значения в уравнение (VIII.3), имеем

$$s + \frac{GD^2 s_H n_0}{38,2 M_H} \cdot \frac{ds}{dt} = s_c; \quad (\text{VIII.7})$$

$$(1 + T_m p) s = s_c, \quad (\text{VIII.8})$$

где  $\frac{GD^2 s_H n_0}{38,2 M_H} = T_m$  — электромеханическая постоянная времени привода.

Решение уравнения, если в начальный момент двигатель имеет скольжение  $s_{\text{нач}}$ :

$$s = s_{\text{нач}} + (s_c - s_{\text{нач}}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (\text{VIII.9})$$

В связи с принятым допущением (VIII.4) получим аналогичное уравнение изменения момента двигателя:

$$M = M_{\text{нач}} + (M_c - M_{\text{нач}}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (\text{VIII.10})$$

Нагрузочную диаграмму двигателя строят по уравнению (VIII.10) для каждого участка нагрузочной диаграммы стана, подставляя в уравнение соответствующие значения моментов. Например, для первого участка (см. рис. 89, а) в течение времени  $t_{p1}$

$$M = M_{x, x} + (M_{c1} - M_{x, x}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (\text{VIII.11})$$

Нагрузочная диаграмма двигателя на этом участке изображена кривой  $1 - M_{K1}$ . При этом для каждого участка нагрузочной диаграммы стана отсчет времени ведут от нуля, т. е. ось ординат всегда переносят в начало рассматриваемого участка нагрузочной диаграммы. Начало координат будет лежать, например, для второго участка в точке А. Начальное значение момента двигателя

на этом участке равно конечному значению момента двигателя на первом участке, т. е.  $M_{к1}$ . Уравнение для второго участка

$$M = M_{к1} + (M_{x.x} - M_{к1}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right) = M_{x.x} + (M_{к1} - M_{x.x}) e^{-\frac{t}{T_m}}.$$

Нагрузочная диаграмма двигателя на этом участке изображается кривой  $M_{к1} - 2$ . Аналогичным образом строят нагрузочную диаграмму двигателя для последующих участков. При этом важно помнить, что построение нагрузочной диаграммы двигателя не должно ограничиваться одним циклом, а должно быть продолжено до тех пор, пока начальное значение момента двигателя в начале станет равным конечному значению момента двигателя в конце цикла. По нагрузочной диаграмме двигателя (заменяя участки экспоненты прямыми) определяют среднеквадратичное значение момента в течение цикла

$$M_{экр} = \sqrt{\frac{\sum M_i^2 t_i}{t_{ц}}},$$

где для каждого участка

$$M_i^2 t_i = \frac{M_{нi}^2 + M_{нi} M_{кi} + M_{кi}^2}{3} t_i.$$

Проверяют также перегрузочную способность двигателя  $\lambda = M_{max}/M_{н}$ . Если  $M_{экр} \leq M_{н}$  и  $\lambda \leq \lambda_{кат}$ , то выбранный двигатель обеспечит нормальную работу привода.

Распределение нагрузки между двигателем и маховиком показано на рис. 89, а для участков времени  $t_{рз}$  и  $t_{пз}$ . Изменение нагрузки двигателя определяется экспоненциальными кривыми. Заштрихованная площадь со знаком «минус» определяет энергию, отдаваемую маховиком при прокатке за время  $t_{рз}$ , а со знаком «плюс» — энергию, затрачиваемую двигателем на зарядку маховика за время  $t_{пз}$ .

Рассмотрение нагрузочных диаграмм двигателя и стана показывает, что маховичный электропривод обеспечивает выравнивание нагрузки двигателя за время цикла, позволяет снизить номинальную мощность двигателя, получить меньшие пики тока в сети, уменьшить тепловые потери энергии в двигателе и сети.

Номинальные данные двигателя и маховика определяются по наиболее тяжелой нагрузочной диаграмме стана. При эксплуатации прокатных станов нагрузочная диаграмма может изменяться в широких пределах. Работа маховичного привода с постоянно включенным сопротивлением может оказаться нерациональной из-за снижения скорости при малых нагрузках и потерь энергии в сопротивлении. Для каждого конкретного случая следует определять необходимую механическую характеристику привода, обеспечивающую высокую производительность и минимальные

потери энергии в зависимости от нагрузки. Это осуществляется при помощи регуляторов скольжения, которые обеспечивают получение нескольких механических характеристик привода и автоматически переводят работу электропривода с одной характеристики на другую в зависимости от величины нагрузки. В практике промышленных приводов применяются два типа регуляторов скольжения — контакторный и жидкостный [12].

### 3. НЕРЕВЕРСИВНЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Такой привод устанавливают на непрерывных и полунепрерывных, редко запускаемых и останавливаемых неперевсивных станах с широкой технологической программой прокатываемого профиля: листовых, сортовых (в том числе шахматных и кросс-коунтри), проволочных, трубопрокатных и др. Скорость таких станов регулируется в зависимости от размера профиля и марки прокатываемой стали; для привода клетей применяют, как правило, двигатели постоянного тока. Рассматриваемые станы по своему конструктивному оформлению, ведению технологического процесса, размерам прокатываемого профиля, скорости прокатки значительно отличаются друг от друга. Привод и система управления, несмотря на общее требование регулирования скорости при настройке стана, должны отвечать конструктивным и технологическим особенностям каждого стана. А эти особенности, даже для станов, прокатывающих одинаковый профиль, могут быть совершенно различны.

Например для сортовых непрерывных станов вопрос поддержания заданного соотношения скоростей между клетями является основным, а для шахматного сортового стана он отсутствует. Система привода непрерывных трубных станов должна исключать возможность появления значительных напряжений сжатия в трубе, а непрерывных мелкосортных станах обеспечивать прокатку с петель между клетями стана. Поэтому привод этой группы станов целесообразно рассматривать отдельно для стана каждого типа, учитывая их конструктивные и технологические особенности.

Как отмечалось, развитие современного прокатного производства характеризуется внедрением непрерывных и полунепрерывных станов, обладающих лучшими технико-экономическими показателями.

Основным технологическим требованием непрерывного процесса прокатки является постоянство секундного объема металла, проходящего через валки каждой клетки стана, т. е. обеспечение условия

$$Q_1 v_1 = Q_2 v_2 = \dots = Q_n v_n, \quad (\text{VIII.12})$$

где  $Q$  — площадь сечения прокатываемой полосы при выходе из данной клетки;

$v$  — скорость выхода металла из клетки.

Для двух смежных клеток соотношение между скоростями движения металла определяется по формуле

$$v_{i+1} = v_i \frac{Q_i}{Q_{i+1}} = v_i \lambda_{i+1}, \quad (\text{VIII.13})$$

где  $\lambda_{i+1} = Q_i/Q_{i+1}$  — коэффициент вытяжки металла в последующей клетке.

Скорость выхода металла из клетки стана в общем случае может быть определена по формуле

$$v_i = \frac{\pi D_i n_i (1 + s_i)}{60}, \quad (\text{VIII.14})$$

где  $D_i$  — катающий диаметр валков, м;

$n_i$  — скорость вращения валков, об/мин;

$s_i$  — коэффициент, учитывающий величину опережения металла или изменение катающего диаметра валков.

Если пренебречь опережением металла, получим необходимое соотношение скорости вращения двух смежных клеток

$$n_{i+1} = n_i \frac{D_i}{D_{i+1}} \lambda_{i+1}. \quad (\text{VIII.15})$$

Уравнение показывает, что при непрерывной прокатке технологически необходимо обеспечивать постоянное строгое соотношение скоростей вращения валков во всех клетях стана в полном соответствии с величиной фактической вытяжки заготовки и соотношения катающих диаметров валков.

При этом металл между валками смежных клеток может иметь напряжение растяжения, или напряжение сжатия, или прокатываться при отсутствии напряжений.

Отклонение от требуемого соотношения скоростей вращения будет менять напряженное состояние прокатываемого металла, что может привести к изменению геометрических размеров профиля.

Соотношения скоростей между клетями стана обуславливаются программами прокатки и могут быть самыми разнообразными. Величина скорости прокатки задается в зависимости от прокатываемого профиля и марки металла. Обеспечение этих требований лучше всего удовлетворяется при индивидуальном приводе клеток стана двигателями постоянного тока независимого возбуждения с применением блочной схемы питания от вентильных преобразователей (двигатель каждой клетки получает питание от отдельного статического преобразователя тока).

Согласование скоростей прокатки между клетями стана, в соответствии с уравнением (VIII.15), обеспечивается применением в системах электропривода различных автоматических регуляторов (регуляторы скорости, напряжения, э. д. с. и др.).

#### 4. АВТОМАТИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ

Как отмечалось в III главе, под регулированием скорости в технической литературе также понимается стабилизация скорости вращения, т. е. поддержание заданной величины на постоянном уровне. В этом случае сущность автоматического регулирования заключается в приведении регулируемой величины к заданному значению и в поддержании ее на этом уровне, несмотря на возмущающие воздействия. Автоматический регулятор скорости в прокатных станах должен обеспечивать поддержание заданной скорости вращения валков с высокой точностью при изменении нагрузки стана (из-за изменения температуры металла, размера подката, величины натяжения или других технологических параметров) как в установившихся, так и в переходных режимах работы стана. Это осуществляется за счет главной отрицательной связи по скорости, подаваемой на вход регулятора, а также различных корректирующих устройств.

Регулятор воздействует на источники питания двигателя и, изменяя напряжение на якоре двигателя, или ток возбуждения, или обе эти величины одновременно, осуществляет регулирование скорости вращения двигателя.

Рассмотрим схему регулятора скорости (рис. 90, а) с применением только главной отрицательной обратной связи по скорости, обеспечивающей регулирование скорости за счет изменения среднего выпрямленного напряжения  $T\Pi$  при постоянном магнитном потоке двигателя. Фазоимпульсное управление осуществляется по вертикальному принципу. Структурная схема, включающая звенья двигателя (см. рис. 15, е), тиристорный преобразователь (см. рис. 51) и тахогенератор  $TГ$ , изображена на рис. 90, б.

Необходимое значение скорости двигателя  $D$  задается при помощи эталонного напряжения  $U_0$ , снимаемого с потенциометра. Измерительным органом фактической скорости вращения двигателя  $D$  является тахогенератор  $TГ$ , напряжение  $U$  которого пропорционально скорости вращения:

$$U_T = k_T n. \quad (\text{VIII.16})$$

Это напряжение тахогенератора  $U_T$  сравнивается с командным напряжением  $U_0$ , и разность напряжений (ошибка)

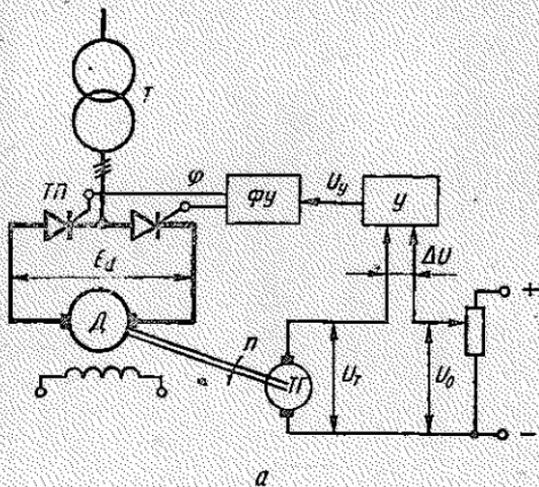
$$\Delta U = U_0 - U_T \quad (\text{VIII.17})$$

подается на вход безынерционного усилителя  $У$  с коэффициентом усиления  $k_y$ . Выходное напряжение усилителя

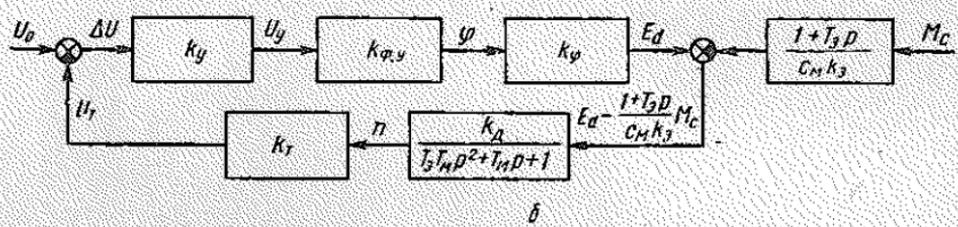
$$U_y = k_y \Delta U \quad (\text{VIII.18})$$

подается на вход узла фазоимпульсного управления и определяет величину среднего выпрямленного напряжения  $E_d$  (см. главу III):

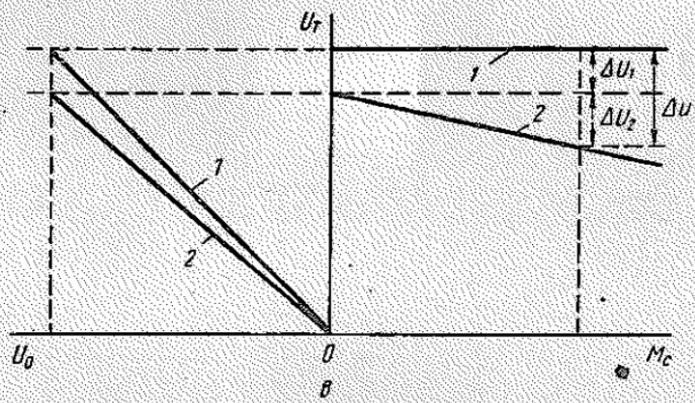
$$E_d = k_{\phi. y} k_{\phi} U_y = k_y k_{\phi. y} k_{\phi} \Delta U. \quad (\text{VIII.19})$$



а



б



в

Рис. 90. Функциональная (а), структурная (б) и статические характеристики (в) регулятора скорости с параллельной коррекцией:  
 1 — идеальный регулятор; 2 — реальный регулятор

Работа регулятора скорости заключается в следующем. При увеличении момента сопротивления  $M_c$  скорость двигателя уменьшается, что приводит к увеличению ошибки  $\Delta U$  и величины  $E_d$ . В результате скорость двигателя возрастает и стремится к заданному значению.

Из структурной схемы (см. рис. 90, б) видно, что рассматриваемый регулятор скорости имеет два входных сигнала в виде управ-

ляющего командного напряжения  $U_0$ , приложенного в измерительном звене, и возмущения  $M_c$ , приложенного в двигателе.

Найдем закон изменения величины ошибки  $\Delta U$  в функции входных сигналов — командного напряжения  $U_0$  и возмущения  $M_c$ .

Так как мы рассматриваем линеаризованную систему и оба входных сигнала действуют одновременно, то решение находится применением метода наложения, как  $\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2$ . Для входного сигнала  $U_0$  передаточная функция системы

$$W_{U_0}(p) = \frac{\Delta U_1(p)}{U_0(p)} = \frac{1}{1 + W_{o.c}(p)} = \frac{1}{1 + k_y k_{\Phi} k_{\Psi} k_{\Gamma} \frac{k_d k_T}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1}} \quad (\text{VIII.20})$$

Отсюда

$$\Delta U_1 (T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 + k) = (T_3 T_M p^2 + T_M p + 1) U_0, \quad (\text{VIII.21})$$

где  $k = k_y k_{\Phi} k_{\Psi} k_{\Gamma} k_d k_T$  — коэффициент усиления системы.

$$\Delta U_1 = \frac{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 + k} U_0, \quad (\text{VIII.22})$$

Для входного сигнала  $M_c$  передаточная функция системы

$$\begin{aligned} W_{M_c}(p) &= \frac{\Delta U_2(p)}{M_c(p)} = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p) W_{o.c}(p)} \cdot \frac{1 + T_3 p}{c_M k_3} = \\ &= \frac{k_c (1 + T_3 p)}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 + k}, \end{aligned} \quad (\text{VIII.23})$$

где

$$k_c = \frac{k_d k_T}{c_M k_3};$$

$$\Delta U_2 = \frac{k_c (1 + T_3 p)}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 + k} M_c. \quad (\text{VIII.24})$$

Суммарная ошибка регулирования

$$\Delta U = \Delta U_1 + \Delta U_2 = \frac{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 + k} U_0 + \frac{k_c (1 + T_3 p)}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 + k} M_c. \quad (\text{VIII.25})$$

Для установившегося режима работы, когда  $U_0 = \text{const}$ ,  $M_c = \text{const}$ :

$$\Delta U_{\text{уст}} = \Delta U_{1\text{уст}} + \Delta U_{2\text{уст}} = \frac{U_0}{1 + k} + \frac{k_c M_c}{1 + k}. \quad (\text{VIII.26})$$

Формула показывает, что ошибка регулирования (статическая погрешность)  $\Delta U_{\text{уст}}$  определяется величинами входных сигналов ( $U_0$ ,  $M_c$ ) и коэффициентом усиления системы ( $k$ ), и ее можно раз-

бить на две составляющие:  $\Delta U_{1\text{уст}} = \frac{U_0}{1+k}$  — пропорциональную командному напряжению (называется погрешностью по уставке) и  $\Delta U_2 = \frac{k_c M_c}{1+k}$  — пропорциональную возмущению  $M_c$  (называется погрешностью по нагрузке).

Обычно величина ошибки оценивается статизмом, представляющим отношение абсолютного значения ошибки к значению командного напряжения  $U_0$ . Статизм регулятора

$$s = \frac{\Delta U_{\text{уст}}}{U_0} = \frac{1}{1+k} + \frac{k_c M_c}{(1+k)U_0}, \quad (\text{VIII.27})$$

где  $s_1 = \frac{\Delta U_{1\text{уст}}}{U_0} = \frac{1}{1+k}$  — статизм по уставке;

$$s_2 = \frac{\Delta U_2}{U_0} = \frac{k_c M_c}{(1+k)U_0} \text{ — статизм по нагрузке.}$$

Общий статизм регулятора  $s = s_1 + s_2$ .

Статические характеристики регулятора, дающие зависимость между скоростью вращения двигателя (ее эквивалентом  $U_T$ ) и входными сигналами  $U_0$  и  $M_c$ , легко находятся подстановкой в уравнение (VIII.26):

$$\Delta U_{\text{уст}} = U_0 - U_T. \quad (\text{VIII.28})$$

Тогда

$$U_T = \frac{k}{1+k} U_0 - \frac{k_c}{1+k} M_c. \quad (\text{VIII.29})$$

При  $M_c = 0$

$$U_T = \frac{k}{1+k} U_0. \quad (\text{VIII.30})$$

С другой стороны,  $U_T = U_0 - \Delta U_{1\text{уст}}$ .

Характеристика  $U_T = f(U_0)$  является прямой, проходящей через начало координат (рис. 90, в). Для идеального регулятора, когда  $\Delta U = 0$  ( $k = \infty$ ),  $U_T = U_0$  и характеристика  $U_T = f(U_0)$  является биссектрисой прямого угла.

При  $U_0 = \text{const}$  и  $M_c = \text{const}$

$$U_T = \frac{k}{1+k} U_0 - \frac{k_c}{1+k} M_c = U_0 - \Delta U_{1\text{уст}} - \frac{k_c}{1+k} M_c. \quad (\text{VIII.31})$$

Характеристика  $U_T = f(M_c)$  при  $U_0 = \text{const}$  является линейной характеристикой (механическая характеристика), крутизна роторной определяется  $\Delta U_2$  и зависит от коэффициента усиления системы  $k$  (см. рис. 90, в).

Для обеспечения качественной прокатки с сохранением однородного напряженного состояния прокатываемого металла величина статической погрешности регулятора (статизм регулятора) должна быть минимальной, что приводит к необходимости работать с большими коэффициентами усиления системы  $k$ . Однако

при больших значениях  $k$  система становится неустойчивой. Поэтому в регуляторе скорости применяют различные корректирующие связи, позволяющие получить устойчивую систему при высоких значениях  $k$  и обеспечить регулирование скорости с большой точностью и быстроедействием.

Существует при данных корректирующих связях некоторый максимальный коэффициент усиления  $k_{\max}$ , с которым регулятор работает устойчиво и повышать который нельзя.

В качестве корректирующих связей обычно применяют обратные связи зависимых переменных или их производных, подаваемые на вход усилителя регулятора. В регуляторах скорости обычно в качестве основной корректирующей связи используется обратная связь по току главной цепи якоря. При этом, учитывая, что знак и величина ускорения привода определяются только динамической составляющей тока, функцию коррекции выполняет только динамическая составляющая тока.

Динамические показатели выходной величины замкнутой системы (см. главу IV, п. 6) оценивают по ЛАХ разомкнутой системы. Для случая изменения командного напряжения размыкание производят в цепи обратной связи по скорости.

При исследовании переходных процессов в системе регулирования все переменные целесообразно рассматривать как приращения от предшествующего установившегося режима работы. Этим обеспечиваются нулевые начальные значения для приращений в момент времени  $t = 0$ .

По известной ЛАХ разомкнутой системы определяют переходный процесс по известным динамическим свойствам простой системы, определяемой участками характеристики, прилегающими к частоте среза (см. главу IV).

### *5. АВТОМАТИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ*

Как было показано в гл. I п. 10, принцип последовательной коррекции предусматривает деление системы на звенья, содержащие не более двух постоянных времени, и при этом каждое такое звено является объектом регулирования, имеющим свой регулятор. Как отмечалось, число замкнутых контуров регулирования в таких системах равно числу регулируемых величин. Последняя регулируемая величина является основной и определяет главную цель автоматического регулирования. В таких системах имеется внутренний контур, для которого передаточная функция объекта регулирования совпадает с передаточной функцией собственного объекта регулирования, с которого начинается расчет параметров системы.

В автоматическом регуляторе скорости электропривода с последовательной коррекцией основной регулируемой величиной является скорость вращения, а внутренним контуром системы



В состав объекта регулирования регулятора тока  $PT$  входят: тиристорный преобразователь  $ТП$  с системой фазового управления  $\PhiУ$ , представляющий усилительное звено с коэффициентом усиления  $k_{c.п}$ ; якорная цепь электродвигателя, представляющая инерционное звено с большой постоянной времени  $T_0$ , подлежащей компенсации, коэффициентом усиления 1; датчик тока, представляющий усилительное звено с коэффициентом усиления  $k_{д.т}$ . Для контура регулирования тока входным сигналом является  $U_{з.т}$ , выходным  $I_я R_я$  и возмущением э. д. с. двигателя  $E$ .

Как было показано в главе I, оптимизация регулирования объекта в виде инерционного звена обеспечивается применением ПИ-регулятора. При этом для рассматриваемого регулятора, если пренебречь возмущением  $E$  и сделать  $T_{о.с} = T_0$ , передаточная функция замкнутой системы регулирования тока (оптимизированный токовый контур)

$$W_з(p) = \frac{(I_я R_я)(p)}{U_{з.т}(p)} = \frac{1}{1 + T_0 p}, \quad (\text{VIII.32})$$

т. е. является инерционным звеном с коэффициентом усиления 1 (замкнутая система обеспечивает получение нулевой статической ошибки в установившемся режиме работы) и малой постоянной времени  $T_0 = T/k_{c.п}$ , характеризующей быстродействие системы.

Возможность пренебрежения единичной обратной связью  $E$  можно объяснить следующим. Если скорость двигателя уменьшается, то ток якоря возрастет по двум причинам: 1) под действием регулятора скорости возрастает среднее выпрямленное напряжение  $ТП$ ; 2) уменьшается э. д. с. двигателя  $E$ . При высоком быстродействии регулятора второй фактор является несущественным и его можно не учитывать, что соответствует исключению из структурной схемы единичной обратной связи  $E$ . Практически э. д. с. двигателя можно исключать из схемы, когда  $T_m \geq 5T_0$ .

Когда фактическое значение скорости становится близким к заданию, регулятор  $PC$  переходит работать из области насыщения на линейную часть характеристики.

Контур регулирования скорости после замены контура регулирования тока якоря оптимизированным токовым контуром представлен на рис. 91, в.

В состав объекта регулирования регулятора скорости  $PC$  входят: оптимизированный токовый контур  $ОТК$ , механическая часть электропривода  $МД$  и датчик скорости  $ТГ$ .

Если технологический процесс прокатки не требует высокой точности для поддержания скорости прокатки, то в качестве регулятора скорости  $PC$  применяют П-регулятор с передаточной функцией (I.48)  $W_{p.c} = R_{о.с}/R_1$ .

В этом случае контур регулирования скорости имеет одно интегрирующее звено (в регуляторе тока  $W_{p.т} = \frac{1}{T_p} + \frac{R_{о.с}}{R_1}$ ) и является однократно интегрирующим.

Реакция контура на управляющее воздействие постоянной величины характеризуется в установившемся режиме отсутствием ошибки регулирования по уставке. Реакция контура на возмущающее воздействие характеризуется ошибкой по нагрузке. Отсюда однократно интегрирующий контур регулирования скорости является астатическим по управляемому воздействию и статическим по возмущающему воздействию.

Если технологический процесс прокатки требует высокой точности поддержания скорости прокатки при изменениях нагрузки, а также поддержания заданных величин ускорения, в качестве регулятора скорости применяют ПИ-регулятор с передаточной функцией (1.49)  $W_{p.c} = \frac{1}{T_p} + \frac{R_0 \cdot c}{R_1}$ . В этом случае контур регулирования скорости имеет два интегрирующих звена (в регуляторе тока и в регуляторе скорости) и является двукратно интегрирующим. Двукратно интегрирующий контур регулирования скорости является астатическим как по управляемому, так и по возмущающему воздействиям, т. е. обладает астатизмом второго порядка.

В системах с последовательной коррекцией, по данным звеньев системы контуров регулирования, легко получить ЛАХ разомкнутой системы и по ним (см. главу IV) определить качество переходных процессов.

Для создания быстродействующих систем регулирования скорости необходимо повышение частоты среза при обеспечении достаточной степени устойчивости и величины перерегулирования.

В быстродействующих электроприводах прокатных станов при скачкообразном изменении задающего сигнала большой величины необходимо ограничивать величину ускорения привода. Это достигается преобразованием скачкообразного сигнала в линейно возрастающий сигнал при помощи задатчика интенсивности.

По условиям коммутации двигателя, кроме максимальной величины тока, необходимо ограничивать также скорость его нарастания. Это существенно ограничивает возможность повышения быстродействия регуляторов скорости. Максимальная величина производной тока пропорциональна частоте среза  $\omega_c$  и для современных электроприводов большой мощности имеет предельное значение  $\omega_c \approx 30$  рад/с [16]. Большое значение производной тока двигателя достигается за счет форсирования процесса. В безынерционных вентильных преобразователях обеспечивается мгновенное форсирование, и формирование тока в процессе регулирования осуществляется очень быстро. Отсюда требуемое быстродействие в вентильном электроприводе обеспечивается только при достаточном запасе напряжения статического преобразователя. Однако необходимо помнить, что обеспечение большого запаса по напряжению (для современных электроприводов непрерывных прокатных станов запас по напряжению составляет примерно 20%) сопровождается увеличением габарита

питающего трансформатора, снижением  $\cos \varphi$ , увеличением пульсаций выпрямленного напряжения и др. Поэтому запас по напряжению должен иметь технико-экономическое обоснование.

### 6. ДИНАМИЧЕСКОЕ ПАДЕНИЕ СКОРОСТИ ПРИ УДАРНОМ ПРИЛОЖЕНИИ НАГРУЗКИ

Для установившегося режима работы непрерывных прокатных станов зависимость между скоростью вращения и нагрузкой двигателя определяется механической характеристикой (см. формулу (II.44)). В переходных режимах при ударной нагрузке, когда

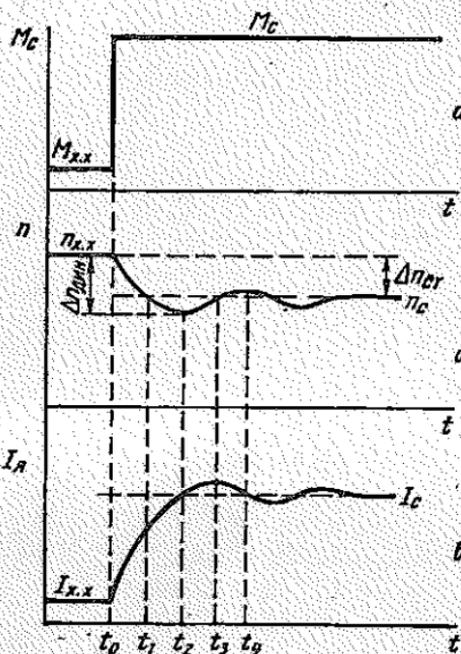


Рис. 92. Кривые  $M_c = f(t)$  (а),  $n = f(t)$  (б) и  $I_{я} = f(t)$  (в) при ударном приложении нагрузки

скорости протекают следующим образом. До момента входа металла в валки скорость двигателя равна скорости холостого хода. При входе металла в валки в момент времени  $t_0$  к двигателю прикладывается момент сопротивления  $M_c$  (рис. 92). Скорость двигателя начинает уменьшаться по экспоненциальному закону с постоянной времени, равной электромеханической постоянной времени привода, а момент (ток), развиваемый двигателем, начинает увеличиваться также по экспоненциальному закону с той же постоянной времени.

В момент времени  $t_1$ , когда скорость двигателя уменьшится на величину  $\Delta n_T$ , момент двигателя будет меньше момента  $M_c$ , так как индуктивность якоря задерживает нарастание тока. Дви-

тельность изменения нагрузки велика, скорость вращения двигателя определяется по динамической характеристике с учетом индуктивного падения напряжения якорной цепи двигателя по уравнению

$$n_{\text{дин}} = \frac{U - I_{я}R_{я} - L_{я} \frac{dI_{я}}{dt}}{c_E} \quad (\text{VIII.33})$$

Обычно при ударной нагрузке  $L_{я} \frac{dI_{я}}{dt}$  достигает больших величин и скорость вращения двигателя в переходном режиме достигает меньших значений, чем при установившемся режиме, т. е. динамическое падение скорости оказывается больше статического. Физические процессы, происходящие при ударной нагрузке, для систем без автоматических регуляторов

гатель будет продолжать снижать скорость до тех пор, пока момент двигателя не уравнивает момент сопротивления, т. е. пока ток якоря не достигнет значения  $I_c$  в момент времени  $t_2$ . При этом скорость вращения двигателя будет меньше  $n_c$ , а следовательно, и э. д. с. двигателя будет меньше э. д. с. двигателя при скорости  $n_c$ , и ток якоря будет продолжать увеличиваться и под действием динамического момента скорость двигателя начнет возрастать. В момент времени  $t_3$  скорость двигателя достигает установившегося значения, а ток якоря — своего максимального значения, превышающего  $I_c$ .

Под действием этого динамического момента скорость двигателя будет продолжать увеличиваться, а ток двигателя начнет уменьшаться, так как э. д. с. двигателя больше величины э. д. с. при  $n_c$ . Изменение скорости и тока двигателя и дальше будет происходить аналогично описанному.

Таким образом, система приходит к установившемуся равновесию после ряда колебаний, обычно непродолжительных, так как энергия колебательных процессов будет быстро поглощена электрическими и механическими потерями в системе.

Максимальное изменение скорости вращения привода при приложении ударной нагрузки, соответствующее моменту времени  $t_2$  (см. рис. 92), называется динамическим падением скорости. При этом закон изменения скорости вращения двигателя находится совместным решением уравнений электрического и механического равновесия и, как было показано в главе II, характер переходного процесса определяется соотношением электромагнитной постоянной якорной цепи  $T_a$  и электромеханической постоянной времени электропривода  $T_m$ . При  $T_m > 4T_a$  переходный процесс характеризуется апериодическим режимом и  $\Delta n_{дин} = \Delta n_{ст}$ .

При  $T_m < 4T_a$  переходный процесс характеризуется колебательным режимом и  $\Delta n_{дин} > \Delta n_{ст}$ .

Для приводов непрерывных прокатных станов характерным является второе соотношение постоянных времени ( $T_m < 4T_a$ ), в результате чего, после вхождения металла в клеть, имеются колебания скорости вращения двигателя.

При непрерывной прокатке, когда металл находится одновременно во всех клетях, колебание скорости может привести к нарушению как технологического процесса, так и качества продукции.

Для двух смежных клеток непрерывной прокатки скорость выхода металла из предыдущей клетки должна равняться скорости входа металла в последующую клеть. Скорость выхода металла из предыдущей клетки (VIII.14)

$$v_{вых_i} = \frac{\pi D_i n_i (1 + s_i)}{60} = k_i n_i. \quad (\text{VIII.34})$$

$$v_{вх\ i+1} = \frac{v_{вых\ i+1}}{\lambda_{i+1}} = \frac{\pi D_{i+1} n_{i+1} (1 + s_{i+1})}{60 \lambda_{i+1}} = k_{i+1} n_{i+1}. \quad (\text{VIII.35})$$

Перед входом металла в клетки регуляторы скорости поддерживают заданные скорости вращения валков, обеспечивая равенство  $k_i n_{i\ x. x} = k_{i+1} n_{(i+1)\ x. x}$ .

При входе металла в  $i$ -тую клеть двигатель будет стремиться получить скорость  $n_{i\ c}$  в соответствии с погрешностью по нагрузке.

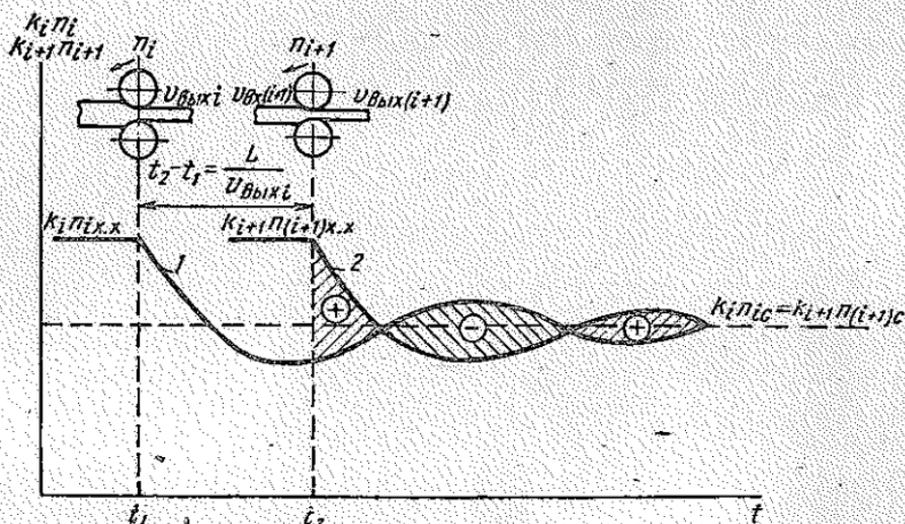


Рис. 93. Соотношение скоростей в двух смежных клетях стана при ударном приложении нагрузки

Как отмечалось, для непрерывных станов характерно соотношение  $T_m < 4T_0$ , и переходный процесс изменения скорости будет колебательным (кривая 1, рис. 93). В момент входа металла в последующую клеть ( $i + 1$ ) скорость определяется скоростью вращения валков  $n_{(i+1)\ x. x}$ , т. е. с погрешностью только по уставке.

Таким образом, в момент времени  $t_2$  скорость входа металла в  $(i + 1)$ -ю клеть больше скорости выхода металла из  $i$ -той клетки и металл между клетями будет иметь напряжение растяжения. После захода металла в  $(i + 1)$ -ю клеть переходный процесс изменения скорости также будет колебательным (кривая 2, рис. 93). При этом двигатель будет стремиться обеспечить скорость вращения валков  $n_{(i+1)\ c}$  в соответствии с погрешностью регулятора по нагрузке.

Из кривых видно, что во время переходного процесса нарушается основное технологическое условие непрерывной прокатки о постоянстве соотношения скоростей между клетями стана (VIII.15).

В периоды времени, когда  $k_{i+1}n_{i+1} > k_i n_i$  (заштрихованные площади со знаком «плюс»), прокатка ведется с натяжением, а в периоды времени, когда  $k_i n_i > k_{i+1}n_{i+1}$  (заштрихованная площадь со знаком «минус»), прокатка ведется с подпором или с петлей.

Как видно из кривых, если время переходного процесса при регулировании скорости больше времени  $t_2 - t_1$ , то регуляторы скорости не обеспечат требуемого соотношения скоростей между клетями непрерывного стана.

Поэтому при создании непрерывных станов разрабатывают специальные двигатели с низким ударным падением скорости (с повышенным маховым моментом) и малой индуктивностью якоря, что обеспечивает снижение требуемого соотношения  $T_m > > 4T_3$ . Габариты таких двигателей, естественно, больше, чем двигателей нормального исполнения, что заставляет решать эту задачу при помощи разработки быстродействующих систем регулирования скорости.

## 7. ЭЛЕКТРОПРИВОД ШИРОКОПОЛОСОВЫХ СТАНОВ ГОРЯЧЕЙ ПРОКАТКИ

### *Режим работы широкополосовых станов*

Для производства листовой горячекатаной стали применяют различные в конструктивном отношении станы. В зависимости от толщины листовую сталь обычно делят на две основные группы:

- 1) толстолистовая сталь толщиной более 4 мм;
- 2) тонколистовая сталь толщиной менее 4 мм.

В соответствии с этим иногда станы для прокатки листовой стали делят также на две группы [24]:

- 1) толстолистовые и среднелистовые станы;
- 2) тонколистовые станы.

Однако такое деление листовых станов является весьма условным, так как современные станы прокатывают как тонкую, так и толстую листовую сталь. Поэтому станы, прокатывающие листовую сталь из слэбов, принято называть широкополосовыми, и классифицируют их по расположению рабочих клетей.

Основным параметром листовых станов является длина бочки валков в миллиметрах.

Современными станами для горячей прокатки листовой стали являются непрерывные (1700—2500 мм) и полунепрерывные (1700—2800 мм) широкополосовые станы, которые в настоящее время получили наиболее широкое распространение. Это объясняется высокой производительностью таких станов (например, непрерывный 2000 до 6 млн. т в год) при скоростях прокатки до 25—30 м/с, при высокой степени автоматизации технологического процесса на стане, обеспечивающей хорошую геометрию и структуру металла прокатываемой полосы.

Характерной особенностью современных непрерывных широкополосовых станов является последовательное расположение клетей и прокатка в одном направлении в каждой клетке стана.

Стан имеет черновую и чистовую группы клетей. Число рабочих клетей на таких станах равно числу пропусков, необходимых для прокатки заданного профиля. Черновая группа имеет 5—6 клетей, из них первые 1—2 клетки двухвалковые и 4 клетки четырехвалковые. До последнего времени расстояние между клетями черновой группы выбиралось таким, что прокатка происходила только в одной клетке.

В чистовой группе, состоящей из 6—8 четырехвалковых клетей, происходит непрерывная прокатка.

Характерной особенностью полунепрерывных станов является наличие универсальной реверсивной клетки, в которой обеспечивается прокатка сляба в несколько пропусков, а получение заданного размера полосы осуществляется в непрерывной чистовой группе, аналогичной чистовой группе клетей непрерывных станов. Полунепрерывные станы обладают большей гибкостью при прокатке различных марок стали, обеспечивая требуемое число пропусков и температурные режимы прокатки, но они менее производительны, чем непрерывные станы.

Качество полосы, прокатываемой на таких станах, определяется такими критериями, как требуемый химический состав металла, прокатка в заданных допусках по продольной и поперечной разнотолщинности, обеспечение требуемой структуры металла и механических характеристик стали, планшетности полосы и др.

Обеспечение необходимых качественных показателей полосы требует решения основных вопросов по выбору и компоновке основного технологического оборудования, систем электропривода и автоматики и осуществления технологического процесса прокатки.

Для непрерывных станов горячей прокатки наиболее важным технологическим параметром, оказывающим наибольшее влияние на перечисленные выше качественные показатели готовой полосы, является температурный режим прокатки.

Отклонение температуры прокатки от требуемой сопровождается изменением давления металла на валки, что в свою очередь приводит к изменению упругой деформации механической системы клетки, а следовательно, к изменению обжатия металла в валках, т. е. к изменению толщины полосы. Например, при постоянной скорости прокатки слябов массой 40 т температура конца прокатки снижается на 50—60° С. Такое снижение температуры существенно влияет как на изменение геометрических размеров полосы, так и на изменение структуры прокатываемого металла, что может привести к браку готовой продукции по длине полосы.

Отсюда технологически необходимо обеспечивать процесс прокатки таким образом, чтобы температура полосы, выходящей из последней клетки стана, имела бы минимальные отклонения, исклю-

чающие возможность ухудшения механических характеристик металла готовой полосы. Однако структура металла и механические свойства полосы определяются не только температурой конца прокатки, но и температурой смотки полосы, которая должна иметь минимальные отклонения от заданных значений. При этом необходимо обеспечивать равномерное охлаждение полосы в процессе ее остывания. С учетом того, что внешние витки рулона охлаждаются более интенсивно, чем внутренние, технологически необходимо, чтобы задний конец полосы при смотке имел более высокую температуру.

Температура конца прокатки и температура смотки полосы, обеспечивающие необходимые механические характеристики для последующей обработки полосы, определяются маркой стали, геометрическими размерами полосы, режимами обжатый полосы в клетях, скоростью прокатки, режимами нагрева и охлаждения полосы и регламентируются непосредственно заводами-изготовителями.

Для приблизительной ориентировки укажем, что при прокатке на непрерывном стане обыкновенной тонколистовой углеродистой стали температурный режим следующий: нагрев 1200—1250, температура металла после прохождения черновой группы клетей 1050—1075, перед задачей полосы в чистовую группу 950—1030, в конце прокатки 780—870 при свертывании моталкой 550—600° С.

Скоростные режимы прокатки и величины обжатый в клетях имеют непосредственное отношение к температурному режиму полосы в процессе прокатки [39].

Как отмечалось, увеличение производительности непрерывных станов идет в направлении увеличения скорости прокатки и увеличения массы прокатываемого сляба.

До 60-х годов прокатка полосы на непрерывных широкополосовых станах происходила при постоянной скорости прокатки. При этом максимальная скорость прокатки ограничивалась возможностью захвата конца полосы моталкой и составляла порядка 12 м/с. При постоянной скорости прокатки увеличение массы прокатываемого сляба приводило к росту перепада температур между началом и концом прокатки в чистовой группе клетей, а следовательно, к большей неравномерности температуры по длине полосы в процессе прокатки. Выравнивание температуры по длине полосы в процессе прокатки в чистовой группе клетей возможно за счет увеличения скорости прокатки.

По этим причинам после 60-х годов режим работы чистовой группы клетей непрерывных широкополосовых станов характеризуется заправкой полосы в клети на относительно низкой заправочной скорости, обеспечивающей захват конца полосы моталкой, с последующим ускорением всех клетей стана, отводящего рольганга и моталки до рабочей скорости прокатки. При этом величина ускорения чистовой группы клетей, как правило, выбирается по-

стоянной из расчета поддержания требуемой температуры конца прокатки с учетом выделения дополнительного тепла в очаге деформации.

Опыт работы станов с ускорением чистовой группы клетей показывает, что оптимальные значения ускорения последней клетки чистовой группы при прокатке тонких полос находятся в пределах  $0,04—0,06 \text{ м/с}^2$  и к концу прокатки сляба стан не достигают своей максимальной скорости. Кроме того, постоянный темп ускорения, зависящий от величины заправочной скорости, марки стали, толщины готовой полосы, неравномерности нагрева сляба в печах и других причин, не обеспечивает требуемой точности поддержания температуры конца прокатки. Необходимость использования современных широкополосовых станов по производительности при одновременном решении задачи получения требуемого качества полосы в отношении структуры, механических характеристик и геометрических размеров потребовала создания соответствующего технологического и электрического оборудования, систем электропривода и автоматизации.

За последние 15 лет достижения в области решения поставленных задач были обусловлены главным образом применением при анализе технологических процессов и систем управления аналоговых и цифровых вычислительных машин.

Внедрению управляющих вычислительных машин (УВМ) предшествовала разработка и освоение отдельных локальных систем автоматизации, представляющих замкнутые системы управления с обратными связями, работающие по жестким программам.

В технологическом процессе прокатки особое значение имеют системы автоматического управления и регулирования, определяющие обработку металла в чистовой группе клетей стана и решающие основные задачи по обеспечению качественных показателей готовой полосы и увеличению производительности стана. К таким системам в первую очередь необходимо отнести системы автоматического управления скоростным режимом, натяжением полосы между клетями, толщиной полосы и температурой полосы на отводящем рольганге.

Современные системы автоматического регулирования толщины полосы в чистовой группе клетей для обеспечения качественных показателей по геометрии полосы в своей работе взаимосвязаны с системами скоростного режима и автоматического регулирования натяжения полосы между клетями чистовой группы стана. Рассмотрим принципы построения такой системы для непрерывных широкополосовых станов.

## Автоматическое регулирование толщины полосы в чистовой группе клетей

Технологической особенностью работы непрерывных широкополосовых станов является продольная разнотолщинность при прокатке полосы, которая обуславливается следующими основными причинами:

1) колебанием толщины и температуры подката, входящего в чистовую группу клетей;

2) температурным клином, расположенным по длине полосы, который образуется из-за большего охлаждения заднего конца полосы на промежуточном ролбанге в процессе прокатки;

3) пониженной температурой полосы в местах соприкосновения сляба с глассажными трубами нагревательной печи;

4) прокаткой переднего и заднего концов полосы при напряженном состоянии металла между клетями (без натяжения), отличном от состояния средней части полосы (с натяжением);

5) наличием эксцентриситета валков, изменением их диаметра при нагреве, нагревом клетки, изменением толщины масляной пленки ПЖТ, приводящими к изменению начального раствора валков.

Все эти причины, влияющие на толщину полосы при выходе полосы из клетки, сказываются на изменении величины давления металла на валки, а следовательно, на изменении упругой деформации клетки стана, приводящей к изменению зазора между валками.

В системах автоматического регулирования толщины полосы широкополосовых станов горячей прокатки применяют косвенное измерение толщины полосы с использованием функциональных зависимостей от конструктивных и технологических величин, однозначно определяющих толщину полосы. Методы непосредственного измерения толщины полосы после выхода из клетки стана при помощи различных микрометров обладают принципиальным недостатком для систем автоматического регулирования, заключающимся в транспортном запаздывании, т. е. измерении толщины после окончания деформации в валках. Такое транспортное запаздывание существенно снижает предел устойчивости, быстродействие и точность работы автоматической системы.

С учетом деформации клетки выходная толщина полосы из клетки стана определяется уравнением Симса—Головина

$$h_{\text{вых}} = s_0 + kP, \quad (\text{VIII.36})$$

где  $h_{\text{вых}}$  — выходная толщина полосы после прокатки в валках;

$s_0$  — величина установленного зазора между валками;

$k$  — передаточный коэффициент упругости клетки;

$P$  — давление металла на валки.

В первом приближении обычно принимают, что прокатная клеть с учетом люфтов звеньев клетки подчиняется закону Гука,

т. е. передаточный коэффициент упругости клетки  $k$  является постоянной величиной.

В этом случае закон изменения выходной толщины полосы в функции давления металла на валки представлен прямой 1 (рис. 94).

Давление металла на валки  $P$  является нелинейной функцией конструктивных и технологических параметров стана. Для данного стана конструктивные параметры являются постоянными величинами, и давление металла на валки  $P$  является функцией

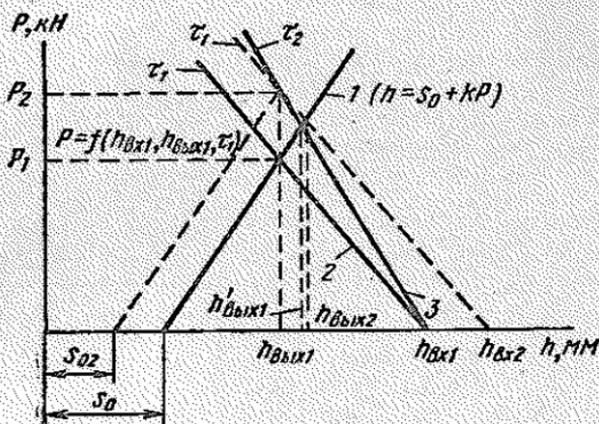


Рис. 94. Графики регулирования выходной толщины полосы по уравнению Симса—Головина

обжатия, температуры металла, величины натяжения полосы между клетями:

$$P = f(h_{\text{вых}}, h_{\text{вх}}, F_{\text{вх}}, F_{\text{вых}}, \tau), \quad (\text{VIII.37})$$

где  $h_{\text{вх}}$ ,  $h_{\text{вых}}$  — входная и выходная толщина полосы в клетях;  
 $\tau$  — температура полосы;

$F_{\text{вх}}$ ,  $F_{\text{вых}}$  — заднее и переднее натяжения полосы в клетях.

Для стабилизации процесса прокатки в чистовой группе клетей стана ведется с натяжением полосы. Изменение величины натяжения полосы в процессе прокатки приводит к изменению величины давления металла на валки и в соответствии с уравнением (VIII.36) к изменению толщины полосы по ее длине. Для уменьшения продольной разнотолщинности технологически необходимо обеспечить неизменность напряженного состояния металла между клетями. Это обеспечивается системой автоматического регулирования натяжения полосы между клетями, обеспечивающей поддержание  $F_{\text{вх}} = \text{const}$  и  $F_{\text{вых}} = \text{const}$ .

При этих условиях давление металла на валки является функцией обжатия и температуры:

$$P = f(h_{\text{вх}}, h_{\text{вых}}, \tau). \quad (\text{VIII.38})$$

Для упрощения, принимая данную зависимость линейной (прямая 2 на рис. 94), получим для входной толщины полосы  $h_{\text{вх}1}$

и температуры прокатки  $\tau_1$  выходную толщину полосы  $h_{\text{вых}1}$  как пересечение прямых 1 и 2. При этом давление металла на валки будет равно  $P_1$ .

Если толщина подката увеличится до величины  $h_{\text{вх}2}$ , то, как видно из рисунка, при отсутствии регулятора толщины выходная толщина полосы увеличилась бы до величины  $h_{\text{вых}2}$ . Чтобы получить прежнюю толщину  $h_{\text{вых}1}$ , регулятор толщины должен уменьшить величину установленного зазора до  $s_{02}$ , как это показано на рис. 94. При этом давление металла на валки будет равно  $P_2$ . Аналогично регулятор толщины будет изменять величину установленного зазора при уменьшении температуры прокатки. Так, при толщине проката  $h_{\text{вх}1}$  и более низкой температуре прокатки  $\tau_2$  (прямая 3) выходная толщина ( $h'_{\text{вых}1}$ ) будет определяться пересечением прямых 1 и 3 и будет больше требуемой  $h_{\text{вых}1}$ . Регулятор обеспечивает требуемую толщину уменьшением зазора между валками до величины  $s_{02}$  при давлении металла на валки, равном  $P_2$ .

Структурная схема косвенного регулятора толщины, построенного по описанному принципу, представлена на рис. 95.

Как видно из схемы, двигатель нажимного устройства ДНУ получает питание от тиристорного преобразователя ТП и управляется по системе подчиненного регулирования положения нажимных винтов. При этом регулятор положения РП имеет цифровой контур сравнения задания установки зазора ЗУЗ и выхода счетчика реверсивного СР. Напряжение РП преобразуется в аналоговый сигнал преобразователем код-аналог (К—А). Контур регулятора скорости РС и регулятора тока РТ аналоговые. Цифровые каналы ввода задания и индикации фактического положения нажимных винтов обеспечивают удобную связь для работы с УВМ и системой дистанционной перестройки.

Обратная связь по фактическому положению нажимных винтов осуществляется импульсным датчиком положения ИДП, подающим сигналы через формирователь-ключ ФК и счетчик реверсивный СР на узел сравнения, и система отработывает заданное положение нажимных винтов. Установка начального зазора в условный нуль обеспечивается логическим устройством ЛУ для заданного давления металла на валки через реверсивный счетчик СР. При этом ФК не пропускает импульсов от датчика ИДП в счетчик СР. При вхождении металла в валки ФК начинает пропускать импульсы от ИДП, а сравнение заданного давления металла на

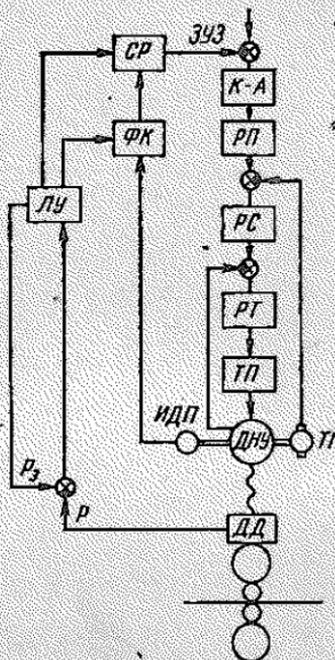


Рис. 95. Структурная схема косвенного регулирования толщины

валки  $P_2$  и фактического  $P$  через логическое устройство и счетчик реверсивный вносит необходимую корректировку для изменения зазора между валками в соответствии с уравнением Симса—Головина.

Качество работы системы автоматического регулирования толщины определяется ее быстродействием и точностью установки зазора между валками. Современные системы работают при скоростях перемещения нажимных винтов до 1,2 мм/с при точности установки зазора 0,005 мм.

Отметим здесь, что мощность привода нажимных устройств должна обеспечивать преодоление усилий прокатки при работе регулятора толщины, а двигатели главного привода иметь запас по мощности для преодоления перераспределения нагрузки при регулировании толщины.

Обеспечение требуемых качественных показателей готового листа предъявляет высокие требования к точности работы регулятора толщины. Для современных станов допуск по продольной разнотолщинности составляет  $\pm 0,025$  мм на 76% длины полосы и  $\pm 0,05$  мм на 95,4% длины полосы. При работе широкополосовых станов без регуляторов толщина концов полос не укладывается в допуск  $\pm 0,1$  мм.

Косвенный регулятор в силу большого числа разнообразных возмущений, изменяющих давление металла на валки, не может обеспечить высокую точность регулирования толщины на выходе стана. Поэтому современные автоматические регуляторы, помимо основного косвенного регулятора толщины, имеют корректирующий канал прямого регулирования толщины в функции сигнала рентгеновского толщиномера, устанавливаемого за последней клетью. Если такую коррекцию производить только на двух клетях, то ток двигателей главных приводов этих клеток может сильно возрасти. Поэтому для более равномерного распределения нагрузок на стане коррекция одновременно проводится в 4—6 клетях. Обычно система прямой коррекции имеет два канала регулирования — быстродействующий, корректирующий ошибку в двух последних клетях стана, и медленно действующий, корректирующий ошибку в двух—четырёх первых клетях стана.

При прокатке переднего и заднего концов полосы, когда полоса находится не во всех клетях стана, напряженное состояние металла другое, чем при установившемся режиме прокатки. Так как прокатка концов происходит без натяжения, то это приводит к увеличению давления металла на валки, а следовательно, к большим упругим деформациям системы валок—станина, т. е. к увеличению толщины металла на переднем и заднем концах полосы. Для устранения этого дефекта регулятор толщины при прокатке переднего и заднего концов вводит преднамеренное изменение зазора между валками на величину  $\Delta s$ , благодаря чему уменьшается разнотолщинность при прокатке концов полосы.

В этом случае уравнение Симса—Головина для прокатки концов полосы имеет вид

$$h_{\text{вых}} = s_0 + kP - \Delta s. \quad (\text{VIII.39})$$

Привод непрерывного широкополосового стана 2000. Стан 2000 предназначен для прокатки слябов различных марок стали толщиной 170—250 мм, шириной 1040—1850 мм и массой до 40 т в полосы толщиной 1,2—16 мм с обеспечением качества готовой полосы в отношении геометрических размеров, структуры и механических характеристик.

Схема непрерывного широкополосового стана 2000 представлена на рис. 96. Стан имеет две группы клеток — черновую и чистовую. В состав черновой группы клеток входит клетка с вер-

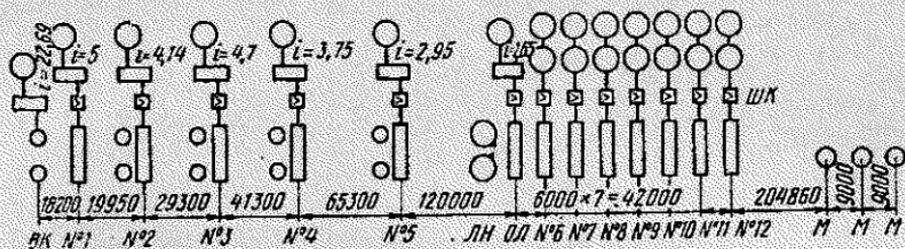


Рис. 96. Схема непрерывного широкополосового стана 2000

тикальными валками для обжатия слябов по ширине (ВК) и 5 рабочих клеток (№ 1—5), из которых клетка № 1 представляет черновой двухвалковой окалиноломатель, а клетки № 2—5 — черновые универсальные четырехвалковые клетки с горизонтальными и вертикальными валками. Расстояние между клетями черновой группы таково, что металл свободно прокатывается в каждой клетке и поступает в последующую клетку тогда, когда он вышел из валков предыдущей клетки.

Программу прокатки в клетях черновой группы строят таким образом, что величины относительных обжатий в клетях практически остаются постоянными при прокатке различного сортамента. Это означает, что и соотношение скоростей между клетями черновой группы остается неизменным, что позволило для привода клеток применить нерегулируемые тихоходные синхронные двигатели, а редукторы черновых клеток выполнить одноступенчатыми. Возбуждение синхронных двигателей осуществляется от тиристорных возбудителей.

Рабочие валки вертикальной клетки имеют механическую связь через шестеренную передачу и привод от асинхронных короткозамкнутых двигателей. Расчеты, проведенные институтом «Тяжпромэлектропроект», показали, что для крупных двигателей при допуске ГОСТом расхождении величин сопротивлений роторных цепей двигателей с короткозамкнутым ротором при работе двух двигателей на один вал обеспечивается вполне удовлетвори-

## ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОЧИХ КЛЕТЕЙ И ДВИГАТЕЛЕЙ ГЛАВНЫХ ПРИВОДОВ СТАНА 2000

но. мер	Клеть наименование	v <sub>пр</sub> , м/с	Характеристика валков			Двигатель				
			D <sub>раб</sub> , мм	D <sub>оп</sub> , мм	L <sub>бочки</sub> , мм	тип	P <sub>н</sub> , кВт	n, об/мин	U <sub>н</sub> , В	GD <sup>2</sup> , тс·м <sup>2</sup>
ВК	Вертикальная	1,0	1200	—	800	АВ315-51-16	2×630	360	—	—
1	Черновая окатноломатель.	1,25	1200	—	2000	СДС3-49015/60	5 000	100	10 000	—
2	Черновая универсальная: горизонтальная	1,54	1200	1600	2000	СДС3-49015/60	5 000	100	10 000	—
3	вертикальная Черновая универсальная: горизонтальная	2,0	900	—	420	МПВ640-700	2×420	500/700	—	—
4	вертикальная Черновая универсальная: горизонтальная	—	1200	1600	2000	СДС3-49018/40	10 000	150	10 000	—
Б	вертикальная Черновая универсальная: горизонтальная	2,5	900	—	420	МПВ640-700	2×420	500/700	—	—
Б	вертикальная Черновая универсальная: горизонтальная	3,2	1200	1600	2000	СДС3-49018/40	10 000	150	10 000	—
ОЛ	вертикальная Чистовой окатноломатель	0,68—2,7	500	—	420	МПВ640-700	2×420	500/700	—	—
6	Чистовая четырехвалковая	1,3—3,2	800	1600	2000	ПС179-9К	520	110/220	—	—
7	То же	2,0—5,2	800	1600	2000	2МП16000-65	2×5 700	50/100	700	650
8	»	3,2—6,7	800	1600	2000	2МП16000-65	2×4 000	125	700	650
9	»	4,0—9,0	800	1600	2000	2МП12600-110	2×5 700	100/200	825	440
10	»	5,5—13,5	800	1600	2000	2МП12600-110	2×5 700	100/200	825	440
11	»	7,0—17,0	800	1600	2000	2МП12600-190	2×5 700	175/350	825	300
12	»	9,0—21,0	800	1600	2000	2МП12600-190	2×4 500	430	825	300
			800	1600	2000	2МП8500-250	2×4 200	250/475	825	110
							2×3 600	550		

тельное деление нагрузки без специальных систем выравнивания нагрузки [40].

Данные, характеризующие рабочие клетки и двигатели главных приводов стана 2000, приведены в табл. 3.

На выходе из черновой группы клетей раскат имеет толщину 30—40 мм в зависимости от толщины готовой полосы. Перед чистой группой клетей установлены летучие ножницы (ЛН), обеспечивающие отрезание переднего и заднего концов полосы, тем самым предотвращается образование длинного «языка» при прокатке в чистой группе клетей и обеспечивается лучшая сохранность поверхности рабочих валков.

Привод клетей чистой группы стана осуществляется двигателями постоянного тока с независимым возбуждением. Как видно из табл. 3, мощность двигателей чистых клетей равна 11 4000 кВт (мощность двигателя 12-й клетки 8400 кВт). Максимальная скорость прокатки 24 м/с. При таких параметрах с учетом режима ускорения стана для обеспечения постоянства температуры конца прокатки наиболее целесообразным является применение безредукторного привода с двигателями в двухъякорном исполнении. Требования, предъявляемые к системе привода клетей чистой группы широкополосных станов, определяются условиями непрерывной прокатки при ударном приложении нагрузки с учетом разнообразия технологических программ прокатки и специфических особенностей процесса, обеспечивающих получение необходимых качественных показателей готовой полосы:

1. Строгое соотношение между скоростями вращения валков всех клетей в полном соответствии с величиной фактической вытяжки для различных программ прокатки.

2. Двухзонное регулирование скорости вращения привода при диапазоне изменения скорости вращения за счет магнитного потока двигателя в пределах 2 : 1.

3. Возможность осуществления независимого автоматического регулирования скорости двигателя каждой клетки, а также одновременного регулирования скорости вращения двигателей всех или группы клетей при наличии металла в клетях стана.

4. Незначительное натяжение полосы при входе металла в валки, т. е. статическое и динамическое падение скорости после захвата металла валками должно быть возможно малым (рис. 92).

5. Обеспечение надлежащего быстродействия системы регулирования с наименьшим временем переходных процессов и стабильности в работе.

6. Возможность быстрого торможения скорости двигателя до величины заправочной скорости после окончания прокатки металла в клетях.

7. Раздельный пуск двигателей клетей.

8. Возможность получения механических характеристик различной жесткости.

9. Возможность автоматизации технологического процесса прокатки в чистой группе клетей, что имеет важное значение для повышения качества продукции и увеличения производительности стана.

10. Возможность осуществления аварийного реверса каждой клетки и всего стана.

11. Надежная защита двигателей от перегрузок и аварий.

Последние два условия должны обеспечиваться на всех непрерывных станах и при рассмотрении других станов не повторяются.

Применительно к главному приводу чистой группы клетей выполнение этих требований осуществляется управлением двигателей по системе УРВ—Д с применением блочной схемы и регулятора скорости в приводе каждой клетки.

Для питания каждого двухъякорного двигателя применены управляемые ртутные выпрямители в составе трансформатора с двумя магнитными системами и 72 одноанодных запаянных ртутных вентиля по 500 А каждый. Каждый якорь двигателя получает питание от отдельной вторичной обмотки трансформатора. Выпрямительная группа состоит из 24, а тормозная инвенторная — из 12 вентиляей.

Якоря двигателей и вентиляльные преобразователи включены по восьмерочной схеме, в которой исключается необходимость выравнивания нагрузки между якорями. Благодаря соединению одной первичной обмотки трансформатора в звезду, а второй в треугольник при соединении вторичных обмоток в две обратные звезды с уравнительным реактором обеспечивается эквивалентный двенадцатифазный режим выпрямления, при котором отпадает необходимость в применении сглаживающих дросселей.

Первичные обмотки трансформатора имеют отпайки, позволяющие ступенчато снижать выпрямленное напряжение и обеспечивать прокатку при различных скоростных режимах с более высокими значениями  $\cos \varphi$ . Система сеточного управления по вертикальному принципу практически обеспечивает безынерционность управления.

После выхода из 12-й клетки полоса по отводящему рольгангу (длиной ~205 м) поступает в моталки, где сматывается в рулоны, и конвейером последние передаются на линии резки или в цех холодной прокатки. На отводящем рольганге установлена система душирующего охлаждения металла, обеспечивающая получение необходимой температуры смотки.

*Управление скоростным режимом чистой группы клетей.* Система управления главным приводом клетки чистой группы имеет двухзонное зависимое регулирование скорости. Напомним, что при таком регулировании (см. главу VII) при разгоне увеличение скорости обеспечивается сначала подъемом напряжения выпрямителя с последующим ослаблением магнитного потока, а при торможении снижение скорости обеспечивается сначала усилением потока двигателей с последующим снижением напряже-

ния выпрямителя. При этом управление возбуждением двигателя определяется величиной заданной скорости регулятору РС. Управление главными приводами выполнено на основе использования системы УБСР с подчиненным регулированием параметров, аналогично описанной выше (см. рис. 86).

Как отмечалось в главе VII, одним из основных условий получения требуемого качества полосы на НШПС является постоянство температуры полосы за последней клетью стана, что обеспечивается работой чистой группы клетей в режиме ускорения, т. е. работой по скоростному графику, приведенному на рис. 97.

В момент времени  $t_0$  прокатываемая полоса на заправочной скорости входит в клетку № 6 стана (первая клетка чистой группы). В течение времени  $t_0 - t_1$  полоса на заправочной скорости проходит все клетки чистой группы, и в момент времени  $t_1$  стан начинает работать с ускорением, обеспечивающим постоянство температуры конца прокатки. В момент времени  $t_2$  конец полосы на максимальной скорости покидает клетку и привод, работая в тормозном режиме, переводит клетку в режим работы на заправочной скорости.

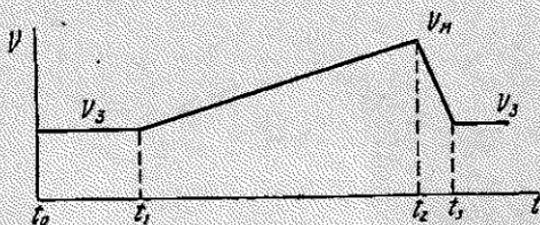


Рис. 97. Скоростной график привода клетки для обеспечения постоянства температуры конца прокатки

Величина заправочной скорости определяется толщиной прокатываемой полосы. Максимальная заправочная скорость соответствует прокатке тонкой полосы, а с увеличением толщины заправочная скорость уменьшается. В зависимости от величины заправочной скорости и толщины полосы величины ускорений различные. Для последней клетки стана оптимальные ускорения  $a = 0,03 \div 0,06 \text{ м/с}^2$ . Замедление для всех клетей на стане обеспечивается за одно время при величине  $b = 0,4 \text{ м/с}^2$  для 12-й клетки стана. Момент времени  $t_1$  начала ускорения стана определяется толщиной полосы.

При прокатке тонких полос ( $h = 1,2 \div 3,0 \text{ мм}$ ) разгон стана начинается после захвата переднего конца полосы моталкой, при прокатке полос толщиной 4,0—6,0 мм разгон стана начинается после прохождения передним концом полосы половины отводящего роляганга, а при толщине 7,0—10,0 мм — сразу после выхода переднего конца полосы из 12-й клетки стана.

Все клетки чистой группы работают во времени по скоростному графику (см. рис. 97). Каждая клетка имеет свои значения заправочной рабочей скорости и ускорения. При этом моменты входа полосы в клетки различные, что обеспечивает и различные моменты покидания концом полосы клетки и соответственно моменты начала торможения.

Таким образом, система управления скоростным режимом чистой группы клеток должна устанавливать необходимое соотношение скоростей вращения валков клеток в соответствии с программой прокатки, задавать величины заправочной скорости и величину ускорения стана.

На рис. 98 приведена функциональная схема системы управления скоростным режимом клетки чистой группы стана 2000.

Скорость в клетке задается при помощи двух напряжений:  $U_{31}$ , которое определяет величину заправочной скорости стана

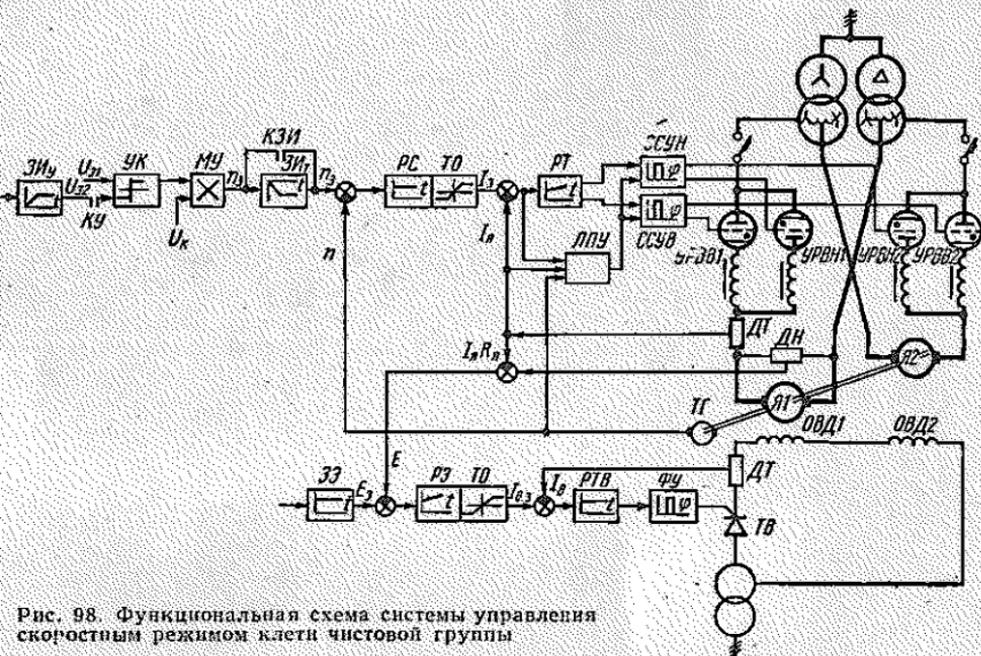


Рис. 98. Функциональная схема системы управления скоростным режимом клетки чистой группы

и остается постоянным для данной технологической программы, и  $U_{32}$ , которое является выходным напряжением датчика интенсивности ускорения (ЗИУ) и определяет темп разгона клеток по линейному закону.

Включение напряжения  $U_{32}$  в систему управления производится в момент времени  $t_1$  (см. рис. 97) при помощи ключа ускорения (КУ). Линейное нарастание напряжения  $U_{32}$  всегда начинается с нуля.

Напряжения  $U_{31}$  и  $U_{32}$  суммируются в усилителе клетки (УК), выходное напряжение которого определяет в каждый момент времени требуемую рабочую скорость прокатки.

Преобразование общего сигнала для каждой клетки стана, в соответствии с фактическими обжатиями, производится при помощи множительного устройства (МУ), на вход которого подается управляющее напряжение  $U_k$ , определяемое параметрами прокатки. Выходной сигнал МУ является заданием ( $n_1$ ) рабочей скорости клетки и через замкнутые контакты ключа КЗИ (шунти-

рующие задатчик интенсивности торможения  $ZI_7$ ) поступает на вход регулятора скорости  $PC$ , воздействующего через регулятор тока  $PT$  и систему сеточного управления группой вперед  $ССУВ$  на выпрямленное напряжение вентильных преобразователей  $УРВВ1$  и  $УРВВ2$ .

Напряжение выхода регулятора  $PC$  ограничивается в узле токоограничения  $ТО$  до величины, соответствующей максимальному допустимому току якоря.

Обратная связь по скорости осуществляется от тахогенератора  $ТГ$ . Регулирование скорости вращения прокатного двигателя выше основной осуществляется с помощью системы управления возбуждением в функции задания  $n_2$  регулятору скорости  $PC$ . При достижении э. д. с. двигателя величины, определяемой заданием  $E_2$  регулятору  $PЭ$ , через регулятор  $РТВ$  обеспечивается необходимое значение тока возбуждения  $I_b$  двигателя (см. гл. VII, п. 14).

По окончании проката полосы в клетки ключом  $KУ$  эталонное напряжение  $U_{32}$  снимается, а ключ  $KЗИ$ , размыкая свои контакты, вводит в работу задатчик интенсивности торможения ( $ZI_7$ ), вырабатывающий задание на вход регулятора скорости  $PC$  и воздействующий через регулятор тока и систему сеточного управления группой «Назад»  $ССУН$  на инверторную группу вентильных преобразователей  $УРВН1$  и  $УРВН2$ , обеспечивая торможение двигателя до заправочной скорости.

Ввод в работу выпрямительной или инверторной группы преобразователей осуществляется логическим переключающим устройством  $ЛПУ$ .

Темп торможения определяется скоростью изменения напряжения на входе регулятора скорости  $PC$  задатчиком интенсивности  $ZI_7$  и выбирается так, чтобы исключить пробуксовку рабочих валков по опорным.

Устойчивая работа системы скоростного управления станом и требуемое качество регулирования достигаются применением корректирующих связей.

Как отмечалось выше, по условиям коммутации двигателя скорость нарастания якорного тока ограничивает в режиме возмущения частота среза  $\omega_c$ , которая для современных электроприводов имеет максимальное значение порядка  $\omega_c = 30$  рад/с. Необходимое значение  $\omega_c$  устанавливается при помощи корректирующих связей регулятора.

Качество переходного процесса при набросе нагрузки в контуре регулятора тока определяется по логарифмической амплитудно-частотной характеристике разомкнутого контура регулятора тока, приведенной для одной из клеток стана 2000 на рис. 99.

Данные, характеризующие контур регулирования тока в соответствии с рис. 91, следующие:

$$T_0 = 0,078 \text{ с}; \quad T_M = 0,11 \text{ с}; \quad k_{дт} = 0,001 \text{ В/А};$$

$$R_{\text{я}} = 0,045 \text{ Ом}; \quad c_E = 26,25 \frac{\text{В}}{\text{об/мин}}; \quad k_{\text{с.н}} = 98;$$

$$T_{\text{о.с}} = 0,062 \text{ с}, \quad T = 0,056 \text{ с}.$$

Частота сопряжения отрезков ЛАХ

$$\omega_1 = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{0,078} = 12,8 \text{ 1/с};$$

$$\omega_2 = \frac{1}{T_{\text{о.с}}} = \frac{1}{0,062} = 16,5 \text{ 1/с}.$$

Коэффициент усиления разомкнутой системы для интегрирующего звена

$$k_p = \frac{k_{\text{с.н}} \cdot \pi k_{\text{д.т}}}{R_{\text{я}} T} = \frac{98 \cdot 0,001}{0,045 \cdot 0,056} = 39 \text{ 1/с}.$$

Усиление разомкнутой системы при  $\omega = 1$

$$20 \lg k_p = 20 \lg 39 = 20 \cdot 1,59 = 31,8 \text{ дБ}.$$

Как видно из рис. 99, частота среза равна  $\omega_c = 32 \text{ 1/с}$ , т. е. привод стана обеспечивает максимально допустимую скорость нарастания тока в переходных процессах.

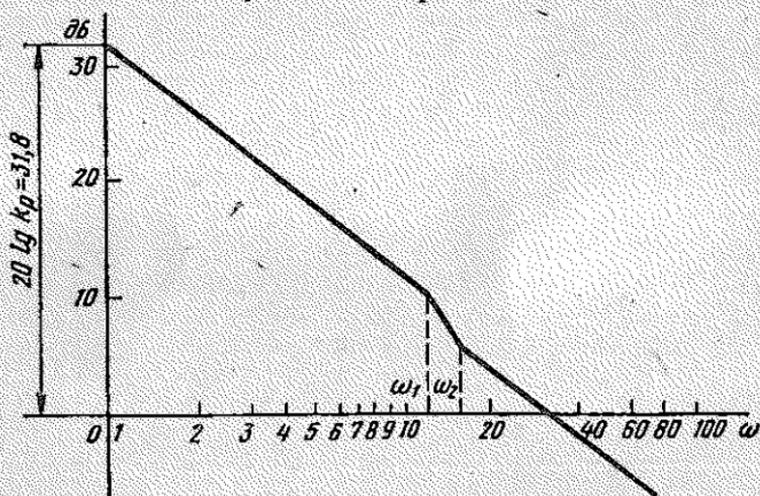


Рис. 99. Логарифмическая амплитудночастотная характеристика разомкнутого контура регулятора тока

Наличие участка 40 дБ/дек в области частот, меньших частоты среза, показывает, что при входе металла в валки ток двигателя подходит к установившемуся значению с перерегулированием.

### Автоматическое регулирование натяжения полосы

Устойчивая прокатка полосы на непрерывных станах обеспечивается при наличии натяжения полосы между клетями стана. При потере натяжения полоса, как правило, теряет устойчивость и возможна авария при высоких скоростях прокатки.

При горячей прокатке полосы на непрерывных широкополосовых станах стремятся работать с малыми натяжениями, исключая возможность утяжки полосы по ширине. Поэтому удельные натяжения полосы при горячей прокатке порядка  $2-5 \text{ Н/мм}^2$  и усилие натяжения практически не должно оказывать влияния на размеры прокатываемой полосы. Решение этой задачи с применением стационарных измерителей натяжения полосы, аналогичных измерителям на станах холодной прокатки, связано с большими трудностями (подъем ролика измерительного устройства над линией прокатки затрудняет заправку полосы, необходимость высокой чувствительности датчика натяжения, усложнение работы системы в переходных процессах при входе полосы в последующую клеть и др.).

В станах горячей прокатки для поддержания натяжения полосы с небольшими отклонениями работают с петлей между клетями стана. Это позволяет рассматривать работу клеток изолированно, так как практически через полосу от клетки к клетке передаются небольшие силы натяжения.

При прокатке с петлей изменение длины петли, возникающее в результате регулирования скорости вращения приводов клеток, работы регулятора толщины, изменения величины опережения, колебания технологических параметров, практически воспринимается петледержателем, устанавливаемым между клетями стана и поддерживающим заданное натяжение полосы благодаря определенной функциональной зависимости момента двигателя петледержателя от угла его поворота.

На современных непрерывных станах горячей прокатки находят применение так называемые безразличные петледержатели, которые поддерживают заданное натяжение  $F$  полосы в рабочих пределах изменения величины петли, определяемого рабочими изменениями угла поворота  $\alpha$  натяжного ролика петледержателя (рис. 100).

При непрерывной прокатке напряженное состояние между клетями стана определяется скоростями выхода металла из предыдущей  $i$ -той клетки [см. формулу (VIII.34)] и скоростью входа в последующую  $(i + 1)$ -ю клеть [см. формулу (VIII.35)].

При этом величина опережения в каждой клетке является функцией величин натяжения, температуры, толщины полосы при входе и выходе металла.

Вход полосы в последующую клеть происходит при опущенном петледержателе, и в полосе создается натяжение  $F$ , определяемое выбранными соотношениями скоростей прокатки. После входа металла в последующую клеть автоматически включается в работу двигатель петледержателя  $ДП$ , который поднимает петледержатель до упора в движущуюся полосу, и под влиянием усилия  $Q$  со стороны петледержателя в полосе возникает дополнительное натяжение  $\Delta F$ .

Система регулирования угла поворота петледержателя, воздействуя на скорость вращения электропривода клеток, доводит величину петли до заданных размеров, определяемых рабочим углом поворота  $\alpha$ , и двигатель петледержателя создает в полосе требуемое натяжение  $F$ . При этом вертикальная составляющая усилия  $Q$  петледержателя уравнивается (если пренебречь моментами изгиба полосы у валков клеток и на ролике петледер-

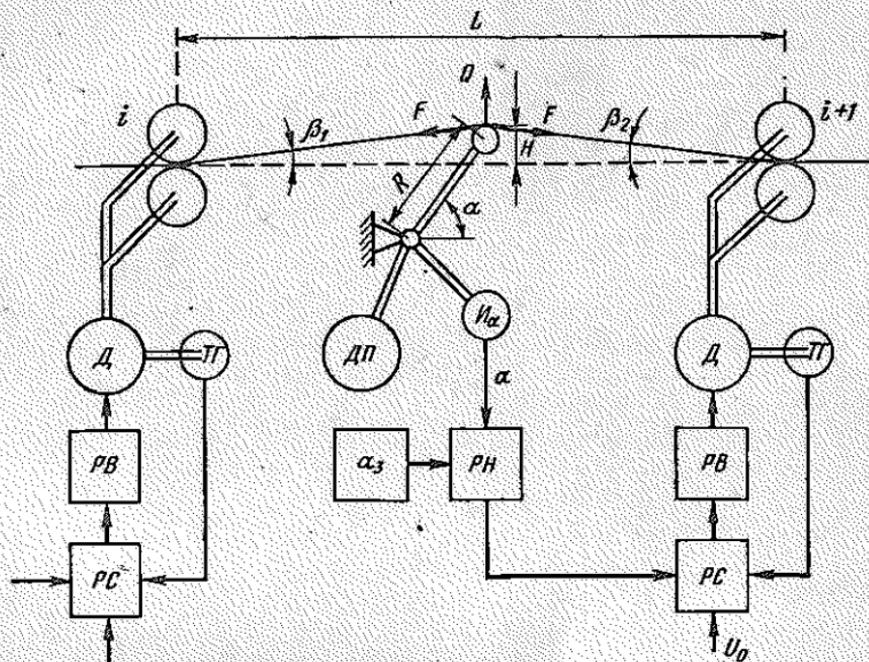


Рис. 100. Схема работы безразличного петледержателя

жателя) вертикальной составляющей натяжения полосы  $F$  и весом петли полосы  $G_n$  [41]:

$$F(\sin \beta_1 + \sin \beta_2) + G_n = Q. \quad (\text{VIII.40})$$

При рабочей величине петли момент двигателя петледержателя  $M_{д.п.}$  уравнивает момент статического сопротивления  $M_{с.п.}$ , определяемый усилием  $Q$ , а скорость привода петледержателя при постоянной высоте петли равна нулю. Двигатель петледержателя работает в моментном режиме. Рабочая величина петли задается при помощи задания рабочего угла поворота петледержателя  $\alpha$  (см. рис. 100). Фактический угол поворота  $\alpha$  петледержателя измеряется датчиком угла поворота  $И\alpha$ . Сигналы задания и фактического угла поворота петледержателя сравниваются на входе регулятора натяжения  $РН$ , выходное напряжение которого подается на вход регулятора скорости клетки  $РС$  и обеспечивает изменение величины петли в рабочих пределах. При этом для обеспечения поддержания постоянства натяжения полосы во всем рабочем диапазоне углов поворота петледержателя необходимо обеспе-

чивать такой закон изменения момента двигателя петледержателя, при котором усилие  $Q$ , действующее на полосу, обеспечивало бы при любом значении рабочей петли постоянство натяжения полосы. Исходя из геометрических соотношений, приведенных на рис. 100, момент двигателя  $ДП$  должен изменяться в функции угла поворота  $\alpha$  по закону (принимая, что исходный угол поворота  $\alpha_0 \approx 0$  при  $H = 0$ )

$$M_{д.п} \approx F \frac{2R^2}{L} \sin 2\alpha. \quad (\text{VIII.41})$$

Таким образом, петледержатель приходит в движение только при изменении величины петли, и в этом случае момент, развиваемый двигателем  $ДП$ , должен преодолевать момент для создания натяжения в полосе и динамический момент для преодоления момента инерции движущихся частей петледержателя, обеспечивающий должное быстродействие, чтобы петледержатель мог следовать за изменением величины петли. Так как изменение величины петли измеряется самим петледержателем, то кинетическая энергия движущихся частей петледержателя для каждого установившегося значения рабочего значения петли гасится полосой, что вызывает неизбежные изменения натяжения полосы в переходных режимах. Поэтому современные системы управления петледержателем обеспечивают создание в электроприводе динамических токов при подъеме и опускании петледержателя.

Рабочий угол подъема петледержателя  $\alpha$  принимается  $20^\circ$ , что соответствует высоте петли  $H \approx 250$  мм. Если «безразличному» петледержателю задан закон изменения момента двигателя, при котором  $(Q - G_n) > F (\sin \beta_1 + \sin \beta_2)$ , то петледержатель будет подниматься, а при  $(Q - G_n) < F (\sin \beta_1 + \sin \beta_2)$  опускаться до упора, и равновесие петледержателя при этом не обеспечивается.

«Безразличные» петледержатели требуют создания момента двигателя по такому закону, чтобы при любом рабочем угле обеспечивалось условие  $(Q - G_n) = F (\sin \beta_1 + \sin \beta_2)$  и тем самым автоматически в установившемся режиме устанавливалось заданное натяжение полосы. Это осуществляется системой автоматического регулирования положения петледержателей.

Таким образом, петледержатель выполняет две задачи: 1) измеряет величину петли (измерительный орган); 2) регулирует величину натяжения полосы между клетями (регулирующий орган).

Для этого к петледержателю предъявляются следующие требования:

1. Работа петледержателя возможна только при наличии системы автоматического регулирования величины петли путем воздействия на скорость вращения главных двигателей смежных клеток.

2. Система привода петледержателя должна обеспечивать быстродействие, обеспечивающее непрерывное слежение за изменением величины петли.

3. В переходных режимах динамическая погрешность натяжения полосы должна быть по возможности малой.

4. После изменения петледержателя натяжение полосы не должно изменяться.

### *Расчет мощности двигателей главного привода*

Как указывалось, построению нагрузочной диаграммы двигателя предшествует построение скоростной и нагрузочной диаграммы стана. Для клеток черновой группы при постоянной скорости прокатки приведенная нагрузочная диаграмма стана является и нагрузочной диаграммой двигателя, и определение мощности двигателя производится по общей методике, изложенной в главе V.

Для современных широкополосовых станков, работающих с ускорением, скоростной режим последней чистовой клетки является основным, по которому в соответствии с уравнением (VIII.15) строятся скоростные графики всех клеток чистовой группы.

При расчете скоростей и нагрузочных диаграмм стана необходимо иметь конструктивные данные и расположение оборудования, массу и размеры заготовки, величины обжатий по клетям, величины заправочной скорости, ускорения и замедления последней клетки, температуру металла при входе в чистовую группу клеток и при выходе из последней клетки, предварительно выбранные двигатели и др.

Скоростной график последней клетки чистовой группы строится из условия, что после входа переднего конца полосы в клетку прокатка полосы продолжается на заправочной скорости до момента входа переднего конца полосы в моталку и смотки нескольких витков полосы для закрепления последней на моталке. После этого стан получает ускорение  $a$  (м/с<sup>2</sup>), обеспечивающее постоянство температуры конца прокатки.

Торможение стана осуществляется с замедлением  $b$  (м/с<sup>2</sup>) с таким расчетом, чтобы к моменту прохождения концом полосы последняя клетка имела бы заправочную скорость.

Применительно к схеме рис. 96 построение скоростного графика ведется по уравнениям:

время работы на заправочной скорости клетки № 12

$$t_{312} = \frac{L_{12-m} + \pi D_6 z}{v_{312}}, \quad (\text{VIII.42})$$

где  $L_{12-m}$  — расстояние между моталкой и клетью № 12;

$D_6$  — диаметр барабана моталки;

$z$  — число витков, необходимых для закрепления полосы в моталке;

$v_{312}$  — заправочная скорость клетки № 12.

Длина полосы, прокатываемая в клетке № 12 с ускорениями:

$$L_{12y} = \frac{m}{\rho h_{12} B_{12}} - L_{12-m} - \pi D_6 z. \quad (\text{VIII.43})$$

Если принять за начало времени отсчета момент входа полосы в клеть № 6 чистойвой группы, то передний конец полосы войдет в клеть № 12 через время

$$t_{3(6-12)} = \sum_{i=6}^{i=11} \frac{L_{i-(i+1)}}{v_{3i}}, \quad (\text{VIII.44})$$

где  $L_{i-(i+1)}$  — расстояние между клетями, м;

$v_{3i} = \frac{v_{312}}{\lambda_{i-12}}$  — заправочная скорость  $i$ -той клетки, м/с.

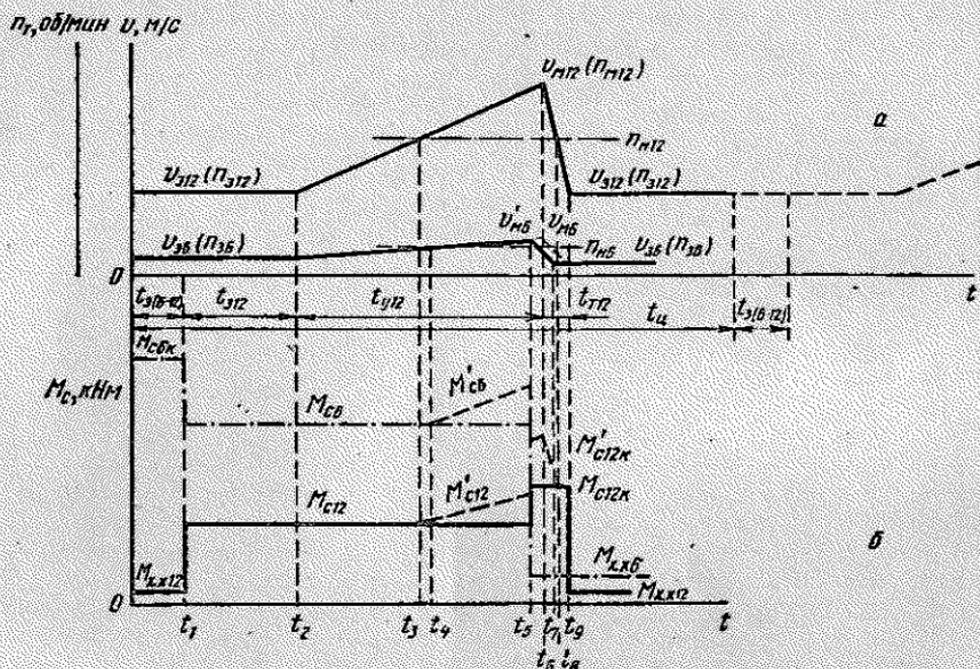


Рис. 101. Скоростные (а) и нагрузочные диаграммы (б) клеток № 6 и 12 стана

На рис. 101, а приведен скоростной график работы клетки № 12. Максимальная скорость

$$v_{M12} = \sqrt{v_{312}^2 + \frac{2a_{12}b_{12}}{a_{12} + b_{12}} L_{12y}}. \quad (\text{VIII.45})$$

Время работы стана с ускорением

$$t_{y12} = \frac{v_{M12} - v_{312}}{a_{12}}. \quad (\text{VIII.46})$$

Время замедления стана

$$t_{r12} = \frac{v_{M12} - v_{312}}{b_{12}}. \quad (\text{VIII.47})$$

На этом же рисунке приведен также скоростной график клетки № 6, который получается из скоростного графика клетки № 12

делением на суммарную вытяжку между клетями № 6—12, т. е. по уравнению

$$v_0 = \frac{v_{12}}{\lambda_{6-12}}. \quad (\text{VIII.48})$$

Аналогично определяется скоростной график любой клетки:

$$v_i = \frac{v_{12}}{\lambda_{i-12}}. \quad (\text{VIII.49})$$

Учитывая, что в течение времени  $t_{3(i-12)}$  в  $i$ -той клетке находится металл, а в клетке № 12 нет, то прокатка в  $i$ -той клетке закончится раньше, чем в клетке № 12. При этом, если  $v_{3i} t_{3(i-12)} > \frac{v_{mi} + v_{3i}}{2} t_{\tau 12}$ , то прокатка в  $i$ -той клетке закончится при скорости  $v'_{mi} < v_{mi}$ , и системой управления скорость клетки сразу же замедляется до заправочной.

При этом

$$v'_{mi} = \sqrt{v_{3i}^2 + 2a_i L_{iy}}; \quad (\text{VIII.50})$$

здесь

$$L_{iy} = \frac{m}{\rho h_i B_i} - v_{3i} [t_{3(i-12)} + t_{312}]. \quad (\text{VIII.51})$$

Время работы  $i$ -той клетки с ускорением

$$t_{yi} = \frac{v'_{mi} - v_{3i}}{a_i}. \quad (\text{VIII.52})$$

Время замедления  $i$ -той клетки

$$t_{\tau i} = \frac{v'_{mi} - v_{3i}}{b_i}. \quad (\text{VIII.53})$$

Для клеток стана, в которых  $v_{3i} t_{3(i-12)} < \frac{v_{mi} + v_{3i}}{2} t_{\tau 12}$ , скорость выброса  $v_{bi}$  металла из  $i$ -той клетки определяется из уравнения

$$v_{bi} = \sqrt{b_i (v_{mi} + v_{3i}) t_{y12} + v_{mi}^2 - 2b_i L_{iy}}. \quad (\text{VIII.54})$$

Время работы клетки с металлом при замедлении

$$t_{\tau \cdot b i} = \frac{v_{mi} - v_{bi}}{b_i}. \quad (\text{VIII.55})$$

При построении нагрузочных диаграмм клеток стана необходимо учитывать, что температура металла при прокатке различна не только по клетям, но и для одной клетки; прокатка происходит с натяжением; регулирование толщины профиля приводит к изменению момента статического сопротивления.

Обычно при прокатке в чистой группе клеток температурный режим задается температурой металла перед чистой группой  $\tau_{вх}$

и температурой конца прокатки  $\tau_{\text{ВЫХ}}$ . Принимая линейное изменение температуры между клетями, температура прокатки в клетях

$$\tau_i = \tau_{\text{ВХ}} - \frac{\tau_{\text{ВХ}} - \tau_{\text{ВЫХ}}}{z-1} (i-1), \quad (\text{VIII.56})$$

где  $z$  — число клетей чистовой группы;

$i$  — номер клетки ( $i = 1, 2, \dots, z$ ).

При работе с ускорением температура конца прокатки поддерживается постоянной. Будем считать, что работа с ускорением обеспечивает во всех клетях чистовой группы постоянство температур, полученных по уравнению (VIII.56). При таком допущении моменты статического сопротивления для свободной прокатки рассчитываются по теоретическим формулам, изучаемым в специальных технологических курсах [21, 33, 34].

При прокатке с натяжением момент на рабочем валке клетки будет отличаться от момента при свободной прокатке металла. Натяжение в полосе создается каждым последующим двигателем. При этом двигатель, создающий натяжение, увеличивает свою нагрузку и через напряженную полосу разгружает двигатель предшествующей клетки.

При больших значениях натяжения полосы (станы холодной прокатки) составляющие момента двигателя от натяжения полосы должны учитываться при расчете мощности. В станах горячей прокатки полосы в чистовой группе клетей натяжения малы, и при расчете мощности двигателя составляющими момента двигателя от натяжения полосы пренебрегают.

В этом случае для безредукторного привода валков момент статического сопротивления на валу двигателя (VII.45)  $M_c = M_{\text{пр}} + M_{\text{тр}} + M_{\text{х.х}}$ .

При редукторном приводе валков приведенное значение момента сопротивления к валу двигателя (I.14)  $M_c = \frac{M_{\text{пр}} + M_{\text{тр}}}{i\eta}$ .

Однако, как было показано выше, натяжение полосы в станах горячей прокатки оказывает существенное значение на толщину полосы, выходящей из клетки (из-за изменения величины давления металла на валки).

При прохождении переднего и заднего концов полосы, когда отсутствует переднее или заднее натяжения полосы, толщина полосы, выходящей из клетки, изменяется. При этом, как указывалось, преднамеренно изменяют зазор  $\Delta s$  между валками, обеспечивающий прокатку концов в заданных допусках. Примем, что преднамеренное изменение зазора  $\Delta s$  осуществляется для всех клетей при прокатке переднего конца с момента входа в первую чистовую клетку и до момента входа в последнюю чистовую клетку, а при прокатке заднего конца с момента выхода конца полосы соответственно из первой и последней клетей. Будем считать, что величина  $\Delta s$  каждой клетки соответствует величине изменения упругой деформации клетки при прокатке с натяжением и без

натяжения. Изменение момента прокатки на валках каждой клетки определяется по теоретическим формулам изменения величины давления при дополнительном обжатии металла на величину  $\Delta s_i$  или по кривой зависимости  $P = f(h_{вх}, h_{вых}, \tau)$  (см. рис. 94).

На рис. 101, б приведены нагрузочные диаграммы клеток № 12 и 6 стана. В течение времени  $0-t_1$  [равного  $t_{3(6-12)}$ ] передний конец полосы проходит на заправочной скорости от клетки № 6 до клетки № 12. В это время двигатель клетки № 12 преодолевает  $M_{x,12}$ , а двигатель клетки № 6 — момент сопротивления  $M_{с,6к}$ , определяемый дополнительным обжатием  $\Delta s_6$  для получения толщины в заданных допусках. В момент времени  $t_1$ , после входа полосы в клетку № 12, двигатель последней преодолевает момент  $M_{с,12}$ , и все клетки снимают дополнительное обжатие  $\Delta s$ , в результате момент сопротивления клетки № 6 снижается до величины  $M_{сб}$ . В момент времени  $t_2$  после закрепления конца полосы моталкой начинается работа стана с ускорением. В момент времени  $t_3$  двигатель клетки № 12 достигает номинальной скорости вращения  $n_{н,12}$ , а в момент  $t_4$  двигатель клетки № 6 достигает скорости  $n_{н,6}$ . Соответственно с этих моментов двигатели начинают работать с ослабленным потоком, и необходимо в расчет вводить скорректированный момент сопротивления (VII.62)  $M'_c = M_c \frac{n}{n_n}$ .

В момент времени  $t_5$  задний конец полосы выходит из клетки № 6 и регулятор толщины изменяет зазоры между валками на величину  $\Delta s_1$ . Двигатель клетки № 6 с этого момента преодолевает  $M_{x,x6}$ , а двигатель клетки № 12 преодолевает увеличенный момент сопротивления  $M_{с,12к}$  за счет дополнительного обжатия металла на величину  $\Delta s_{12}$ . Так как при этом двигатель работает с ослабленным потоком, то в расчет вводится скорректированный момент  $M'_{с,12к}$  до момента времени  $t_6$ , соответствующего снижению скорости до  $n_{н,12}$ . Момент времени  $t_6$  определяет начало торможения и максимальную скорость клетки № 12, а момент времени  $t_7$  соответствует снижению скорости клетки № 6 до заправочной  $v_{з6}$ . В момент времени  $t_8$  клетка № 12 снижает скорость до заправочной  $v_{з,12}$ .

Определение динамических моментов, построение нагрузочной диаграммы двигателей, проверка двигателя по нагреву и перегрузочной способности проводятся аналогично описанному выше.

### *Современное направление развития непрерывных широкополосных станов*

Развитие непрерывных широкополосных станов горячей прокатки определяется все возрастающими требованиями к качественным показателям в отношении геометрических размеров, поверхности, структуры и механических характеристик металла при прокатке на высоких скоростях все увеличивающейся массы сляба, интенсификации режима обжатий по клетям и ростом давления металла на валки.

Это определяет необходимость увеличения жесткости системы клеть—валки за счет увеличения сечения стоек рабочих клеток, диаметров опорных и рабочих валков. Ужесточение требований к поверхности полосы обуславливает необходи-

мость более частых перевалок и конструктивных изменений узлов соединений, связанных с перевалкой. Современные станы оснащаются механизированными перевалочными устройствами, позволяющими осуществить перевалку всех рабочих валков чистовой группы за 4 мин, а опорных валков всей группы за 1 ч 30 мин.

Системы электропривода характеризуются ростом мощностей приводных двигателей как в чистовой, так и черновой группах клетей, достигая для отдельных клетей 10 000—12 000 кВт.

Для обеспечения температурного режима прокатки и получения требуемых качественных показателей геометрии и механических характеристик полосы имеется тенденция новой компоновки черновой группы клетей.

В состав черновой группы клетей вводится мощная реверсивная универсальная клеть, позволяющая получить требуемый режим обжатий и в лучшей степени обеспечить получение заданной температуры прокатки для чистовой группы.

Последние 2—3 клетки черновой группы объединяются в непрерывную группу с приводом от двигателей постоянного тока. Это позволяет уменьшить длину черновой группы, освободиться от тяжеловесных редукторов и обеспечить большую гибкость скоростных режимов проката подката перед чистовой группой клетей.

Следует отметить, что обеспечение требуемого температурного режима при прокатке толстой или тонкой полосы носит несколько противоречивый характер. При прокатке тонкой полосы технологически стремятся препятствовать охлаждению полосы после чистовой группы клетей, а при прокатке толстой полосы, наоборот, принимают специальные меры для охлаждения ее до температуры смотки моталкой.

В силу этого наблюдается тенденция к установке двух групп моталок: для смотки тонкой полосы на расстоянии 50—60 м от чистовой группы, а для смотки толстой полосы в конце отводящего рольганга.

Требуемые качественные показатели готовой полосы в части геометрических размеров, структуры и механических характеристик обеспечиваются широким внедрением систем автоматизации технологического процесса и работы оборудования. При этом работа локальных систем автоматизации, работающих по жестким программам (когда однозначно задаются требуемые параметры процесса и весь технологический процесс управляется по этой программе), не корректирует изменение установок регуляторов в зависимости от фактических значений параметров технологического процесса.

Учитывая широкий сортамент продукции и большое разнообразие технологических параметров прокатки, решение задачи обеспечения качественных показателей с учетом фактических значений параметров технологического процесса возможно только при автоматизации систем управления, работающих с УВМ.

Применение УВМ позволяет строить системы автоматического управления процессом на основе математических моделей процесса, разработанных на основании теоретических предпосылок и опытных данных работы стана и отражающих специфику последнего, осуществлять необходимую коррекцию параметров математической модели в реальном масштабе времени по показаниям датчиков, контролирующих различные параметры процесса.

Таким образом, УВМ позволяют построить системы автоматического управления как самонастраивающиеся (такие системы принято называть адаптивными). В таких системах при входе металла в клеть УВМ на основании анализа данных процесса в этой клетке вносит коррекцию в математическую модель следующей клетки, при входе металла в которую, если данные анализа отличаются от заложенных в модель, вырабатывает коррекцию для последующей клетки и т. д.

УВМ характеризуются большим объемом памяти и быстротой нахождения требуемой программы прокатки, что позволяет использовать для работы большое количество программ технологического процесса, обеспечивающих все разнообразие прокатываемой на стане продукции.

Комплексная автоматизация с применением УВМ обеспечивает сбор информации и накопление данных по ведению технологического процесса, выявляет дефект и сбои в работе технологического оборудования и, в конечном счете,

требует высокой и четкой организации как технологического процесса, так и работы оборудования.

Применение УВМ для автоматизации непрерывных широкополосных станов требует построения систем автоматизированного электропривода, обеспечивающих согласование выходных сигналов, поступающих от УВМ, с входными сигналами, поступающим в систему автоматизированного электропривода. Как было показано, современные системы управления электроприводами получают питание от тиристорных преобразователей при подчиненном регулировании параметров, построенных на аналоговых элементах управления. Поэтому для сочетания цифрового выхода УВМ и аналогового входа автоматизированной системы привода необходимо применять преобразователь код-аналог. Задания на осуществление скоростного режима привода (заправочная и рабочая скорости, ускорение и др.) должны поступать в цифровой коде.

Для оценки количественных показателей работы оборудования, систем автоматизации, качества продукции современных непрерывных широкополосных станов ориентировочно могут служить следующие данные, сформулированные фирмой Сименс:

1. Продольная разнотолщинность  $\pm 0,025$  мм на 68,2%,  $\pm 0,05$  мм на 95,4%;  $\pm 0,075$  мм на 99,7% и  $\pm 0,1$  мм на 100% длины полосы.
2. Поперечная разнотолщинность  $\pm 0,01$  мм на 68,2%,  $\pm 0,02$  мм на 95,4% и  $\pm 0,03$  мм на 99,7% длины полосы.
3. Точность прокатки по ширине полосы  $\pm 2,0$  мм на 68,2%,  $\pm 4$  мм на 95,4% и  $\pm 6,0$  мм на 99,7% длины полосы.
4. Колебание температуры конца прокатки  $\pm 5^\circ\text{C}$  на 68,2%,  $\pm 10^\circ\text{C}$  на 95,4% и  $\pm 15^\circ\text{C}$  на 99,7% длины полосы.
5. Колебание температуры смотки  $\pm 24^\circ\text{C}$  на 99,5% длины полосы.
6. Точность установки нажимных винтов горизонтальных валков  $\pm 0,01$  мм, вертикальных  $\pm 0,5$  мм.
7. Точность нагрева сляба в печах (исключая глиссажные метки)  $\pm 10^\circ\text{C}$ , отклонение температуры на глиссажных метках не более  $30^\circ\text{C}$ .
8. Коэффициент жесткости клетей не менее 6000 кН/мм.
9. Эксцентриситет валковой системы в чистовых клетях не должен изменять давление металла на валки более  $\pm 250$  кН.
10. Статическое падение скорости главных приводов непрерывной черновой и чистовой групп не более 0,5% и время первого достижения установившегося значения скорости при управляющем возмущении не более 150 мс.
11. Скорость перемещения нажимных винтов чистовой группы клетей не менее 1 мм/с при ускорении не менее 2,7 мм/с<sup>2</sup>.

## 8. ЭЛЕКТРОПРИВОД НЕПРЕРЫВНЫХ ЗАГОТОВОЧНЫХ СТАНОВ

Непрерывные заготовочные станы устанавливаются непосредственно за блюмингом. Обычно такой стан имеет 2 группы клетей с валками разного диаметра (630 и 450, 700 и 500 и др.), в которых происходит непрерывная прокатка металла. Расстояние между группами клетей составляет 80—110 м, что обеспечивает размещение на промежуточном рольганге всей заготовки, выходящей из первой группы. В первую группу поступает заготовка сечением  $300 \times 300$  или  $370 \times 370$  мм, а выходит из нее сечением  $120 \times 120$  или  $150 \times 150$  мм. Во второй группе клетей заготовка прокатывается до сечения  $50 \times 50$  —  $100 \times 100$  мм.

Из первой группы клетей прокатанная заготовка может быть передана шлеперами на обводной рольганг и разрезана на мерные длины стационарными ножницами. Выходящая из второй группы заготовка разрезается на мерные длины летучими ножницами при максимальных скоростях 5—7 м/с. Применяемая на заготовочных

станах калибровка требует кантовки прокатываемого металла между клетями стана. Эту операцию выполняют при клетях с горизонтальными валками кантующие роликовые проводки. Применение кантующих проводок может явиться причиной выпуска некачественного металла при прокатке специальных сталей, а также требует увеличения мощности двигателей для выполнения дополнительной работы скручивания заготовки и преодоления сил трения в роликовых проводках.

В современных заготовочных станах расширение сортамента прокатки и улучшение качества выпускаемой продукции обеспечи-

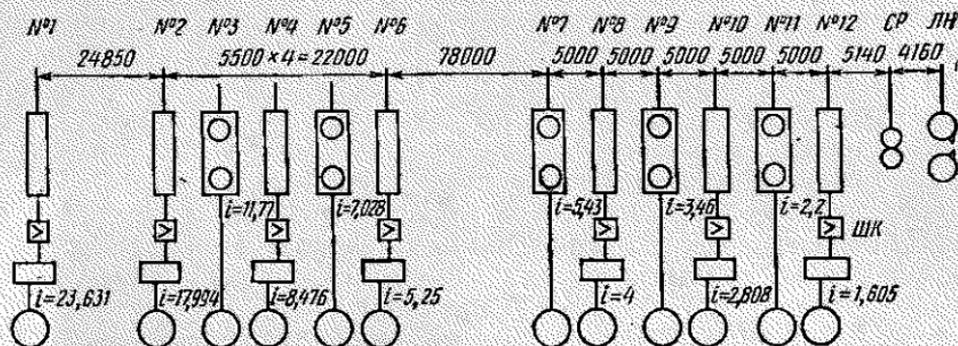


Рис. 102. Схема непрерывного заготовочного стана 850/730/530

ваются применением вертикальных клетей, что позволяет прокатывать заготовку без кантовки.

На рис. 102 приведена схема типового непрерывного заготовочного стана 850/730/530, устанавливаемого за блюмингом 1150 мм. На стане прокатывают заготовки сечением от  $50 \times 50$  до  $150 \times 150$  мм. Средняя годовая производительность стана около 3,350 млн. т. Диаметр валков первых двух клетей 850 мм, остальных клетей первой группы 730 мм, второй группы 530 мм. Первая клеть 850 установлена на расстоянии 24850 мм от второй клетки, что обеспечивает свободную прокатку заготовки и кантовку последней на  $90^\circ$  перед задачей в непрерывную группу. В первой группе клетки № 3 и 5, а во второй — клетки № 7, 9 и 11 — вертикальные, имеющие верхний привод валков. При этом редуктор расположен на рабочей клетке. Горизонтальные клетки могут перемещаться перпендикулярно оси прокатки, а вертикальные валки — в вертикальном направлении, что обеспечивает установку неизменной линии прокатки при использовании различных калибров.

После прокатки в первой группе заготовка поступает во вторую непрерывную группу или на обводную линию стана. Перед второй группой заготовка кантуется и после проката ее за второй группой разрезается на мерные длины летучими ножницами ЛН. Для измерения фактической скорости выхода заготовки из стана и управления приводом ножниц при разрезании заготовки лету-

чим ножницами используются следующие ролики  $CP$ , устанавливаемые перед летучими ножницами.

Каждая клетка имеет индивидуальный привод от двигателей постоянного тока. Привод всех клеток обеспечивается двумя типоразмерами прокатных двигателей: 1) МП-1800-200; 1325 кВт; 200/360 об/мин; 750 В (клетки № 1—10); 2) МП-2500-200; 1800 кВт; 200/400 об/мин; 750 В (клетки № 11 и 12).

Питание двигатели получают от управляемых ртутных выпрямителей.

Ввиду достаточно большой жесткости заготовки при прокатке последней в первой группе клеток появление небольших растягивающих или сжимающих напряжений не имеет существенного значения для качества заготовки. Предварительно проведенная настройка скоростного режима клеток обеспечивает получение качественной заготовки. Поэтому для питания первой группы клеток находит применение, кроме блочной схемы питания, также более простая и дешевая система питания от общих шин (рис. 103). Необходимое соотношение скоростей вращения валков по клетям в зависимости от программы прокатки устанавливается изменением потока двигателей при помощи секций плоских контроллеров  $PK$  и регулировочных реостатов  $PP$  при постоянстве напряжения на шинах 750 В, что обеспечивается регулятором напряжения  $PH$ , на входе которого происходит сравнение напряжения задания  $U_0$  и напряжения на шинах  $U$  (обратная связь). Для обеспечения большей гибкости в работе стана предусматривается секционирование шин 750 В (3 секции). Каждая секция получает питание от своего  $PB$  и обеспечивает питание двум двигателям по схеме, аналогичной приведенной для I секции шин (см. рис. 103). Для питания всех двигателей I группы клеток стана достаточно двух  $PB$ . Нормальным режимом работы является одновременная работа всех трех ртутных выпрямителей.

Пуск двигателей до рабочей скорости осуществляется при помощи плавного изменения задающего напряжения, определяемого постоянной времени контура  $RC$  (на схеме не показано). До основной скорости вращения разгон осуществляется за 10—15 с. Аварийный реверс двигателей осуществляется изменением направления магнитного потока двигателя.

Для двигателей второй группы клеток применяется блочная схема питания, которая обеспечивает быстрое регулирование скорости вращения двигателя изменением величины выпрямленного напряжения  $PB$ . Такое регулирование необходимо для проката заготовки с обеспечением однородного напряженного состояния прокатываемого металла. Это требование диктуется наличием летучих ножниц в линии стана. Как показывает опыт эксплуатации таких станов [42], изменение натяжения заготовки между клетями приводит к изменению катающего диаметра валков выдающей клетки стана. В результате скорость выхода металла из клетки меняется (VIII.15), и отрезаемая ножницами длина заго-

товки отличается от заданной. Поэтому для привода клетей чистой группы применены регуляторы скорости, обеспечивающие двухзонное регулирование скорости с зависимым управлением возбуждением прокатных двигателей в функции якорного напряжения.

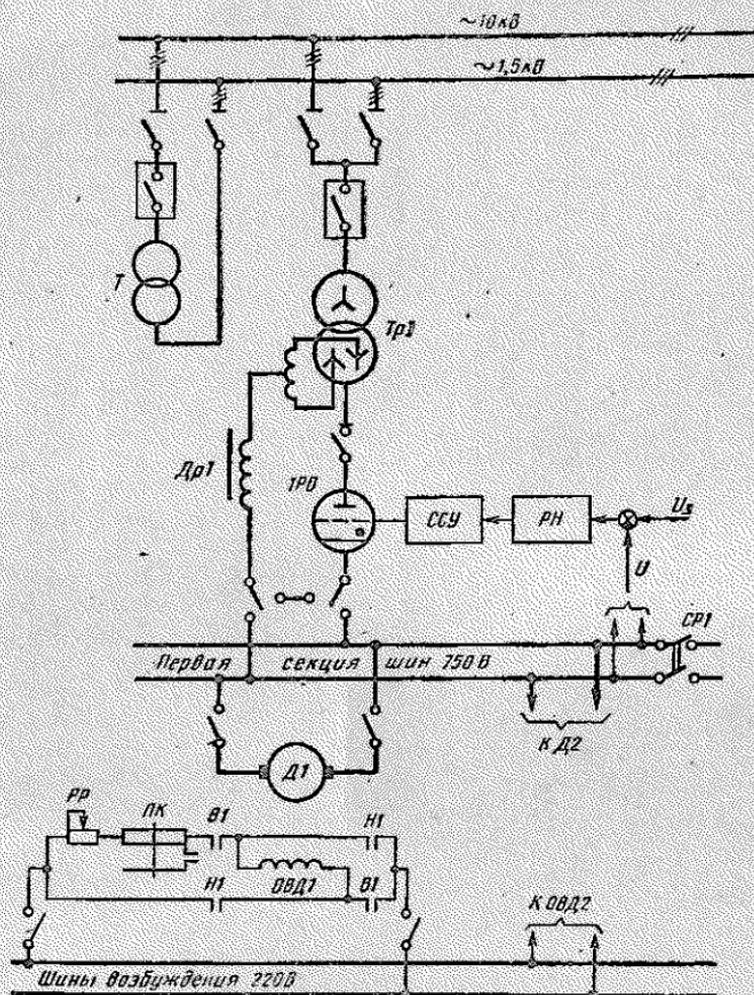


Рис. 103. Схема питания двигателей первой группы клетей

Следует отметить, что на современных непрерывных заготовочных станах блочное питание двигателей клетей с применением регуляторов скорости применяется также и для питания электроприводов первой группы клетей стана.

За блюмингом 1300 устанавливается непрерывный заготовочный стан 900/730/530. Исходная заготовка имеет сечение  $370 \times 370$  мм, а стан выпускает заготовки сечением от  $80 \times 80$  до  $200 \times 200$  мм. Часовая производительность при прокатке сечения  $80 \times 80$  мм при  $v = 7$  м/с порядка 825 т при времени цикла прокатки 34 с. Первая группа имеет 8, а вторая 6 клетей. На стане

установлены более 700 двигателей общей мощностью около 65000 кВт при мощности главных приводов 30000 кВт [43]. Главные приводы имеют два типоразмера прокатных двигателей: 1) МП-2500-125; 2000 кВт; 140/360 об/мин; 825 В; 2) МП-5700-320; 3200 кВт; 290/430 об/мин; 825 В.

Питание двигателей осуществляется по блочной схеме от управляемых ртутных выпрямителей с применением регуляторов скорости и зависимой схемы управления возбуждением двигателей в функции якорного напряжения.

На стане, помимо автоматического поддержания постоянства заданного соотношения скоростей клетей стана с помощью регуляторов скорости, предусмотрены поточная автоматизация при транспортировке раската и готовой продукции, дистанционное управление установкой необходимого калибра горизонтальных и вертикальных клетей и нажимных устройств, система безотходного раскроя металла на легучих ножницах с применением УВМ, система автоматизации работы холодильников.

### 9. ЭЛЕКТРОПРИВОД НЕПРЕРЫВНЫХ СОРТОВЫХ СТАНОВ

*Режимы работы сортовых станов.* Сортные станы наиболее разнообразны как по способу ведения технологического процесса, так и по компоновке основного механического оборудования, что определяется большим числом профилей и размеров сечений металла, прокатываемого на станах. Размер стана определяется диаметром бочки валков: крупносортные 650 и 550, среднесортные 450 и 350, мелкосортные 300 и 250 мм.

Примерная программа прокатки на современных сортных станах приведена в табл. 4 [34].

Исходным материалом являются заготовки сечением: для крупносортных станов — блюмы 250×250 и заготовки 125×125 — 200×200 мм, для среднесортных станов — 100×100 — 170×170 мм, мелкосортных станов — 60×60 — 80×80 мм.

Общим для всех станов является длительный неререверсивный режим работы двигателей. Число рабочих клетей равно числу пропусков, необходимых для прокатки заданного профиля. Стан ускоряется до рабочей скорости вхолостую до начала прокатки. Заготовка задается в валки при полной рабочей скорости. Для привода сортных станов применяют двигатели постоянного тока с регулированием скорости изменением магнитного потока двигателя в пределах 2—3:1. Такой способ регулирования скорости отвечает требованиям технологического процесса, так как прокатка мелких профилей происходит при меньших моментах сопротивления и на более высоких скоростях.

В настоящее время практикуется разделение стана на отдельные линии и внедрение индивидуальных приводов клетей с блочным питанием от вентильных преобразователей.

В зависимости от типа стана существуют и специфические требования, предъявляемые к электроприводу.

Для прокатки крупно- и среднесортных профилей применяют так называемые станы кросс-коунтри и шахматные. В этих станах металл поступает в последующую клеть только тогда, когда он вышел из валков предыдущей клетки. Для уменьшения длины цеха клетки стана располагают ступенями, и прокатываемый металл в определенных местах технологического потока перемещается в поперечном направлении.

Все клетки стана должны обеспечивать один и тот же ритм прокатки, который обусловлен ритмом клетки с наибольшим циклом прокатки. Ритмичная задача заготовок в стан осуществляется периодической работой рольганга, подающего нагретые заготовки в первую клетку стана. Такая работа рольганга обеспечивается регулятором темпа прокатки. Регулятор темпа прокатки представляет собой реле времени с плавной регулировкой выдержки времени. Импульс на работу реле времени дает индикатор положения металла.

Из-за отдельной прокатки металла в клетях специальные требования к скоростным характеристикам привода в таких станах отсутствуют. Скорости прокатки на таких станах 3—15 м/с. Увеличение скоростей прокатки затрудняет задачу в калибр свободно движущейся по рольгангу заготовки.

Развитие сортовых станов, как и всего прокатного произ-

Таблица 4  
ПРИМЕРНАЯ ПРОГРАММА ПРОКАТКИ НА СОВРЕМЕННЫХ СТАНАХ

Стан	Размеры профиля, мм							
	сталь круглая	сталь коуд-ратная	сталь поло-собная	сталь угловая равнобокая	швеллер, Н	балка, Н	рельс, кг/м (не более)	сталь тапровая, Н (не более)
Крупносортный:	70—220	70—220	До 350	90×90—200×200	160—300	160—300	24	220
650 . . . . .	50—150	50—150	» 300	75×75—150×150	100—200	100—200	24	150
550 . . . . .	40—125	40—125	» 200	50×50—120×120	80—160	100—160	15	120
Среднесортный	25—90	25—90	» 150	45×45—90×90	50—100	100	8	100
450 . . . . .	16—60	16—60	» 100	20×20—60×60	50—65	—	—	60
350 . . . . .	8—30	8—30	» 65	20×20—40×40	—	—	—	30
Мелкосортный:	16—60	16—60	» 100	20×20—60×60	50—65	—	—	60
300 . . . . .	8—30	8—30	» 65	20×20—40×40	—	—	—	30
250 . . . . .								

водства, направлено на улучшение качественных показателей готовой продукции, таких как увеличение точности прокатываемого профиля, улучшение качества поверхности структуры и физико-механических свойств металла при одновременном увеличении производительности станов.

Решение этих задач обеспечивается внедрением непрерывных станов, обладающих следующими преимуществами по сравнению с сортовыми станами других конструкций — увеличение скорости прокатки до 25 м/с и более, повышение производительности стана, обеспечение большей автоматизации процесса прокатки.

Для получения качественного профиля сортового металла в отношении геометрических размеров прокатка металла в клетях должна происходить без натяжения или сжатия, т. е. необходимо обеспечение прокатки с петлей металла между клетями. Это предъявляет к системе привода следующие требования:

1. Строгое соотношение между скоростями клетей для различных программ прокатки, в соответствии с уравнением (VIII.15).

2. Незначительное натяжение или сжатие в полосе при входе металла в валки, т. е. статическое и динамическое падения скорости после входа металла в валки должны быть минимальными.

3. Возможность осуществления независимого автоматического регулирования скорости двигателя каждой клетки, а также совместное регулирование скорости группы клетей.

4. Образование петли металла между клетями и поддержание ее величины в заданных пределах.

5. Возможность получения механических характеристик различной жесткости для каждой клетки стана.

Выполнение этих требований достигается применением специальных двигателей с повышенными моментом инерции, малой индуктивностью якоря и применением специальных регуляторов скорости и величины петли.

Учитывая, что на сортовых станах профиль определяется калибрами валков при отсутствии натяжения между клетями, одной из важнейших задач регулирования является предотвращение растяжения металла в процессе прокатки. Когда клетки расположены близко друг от друга, регуляторы должны обеспечивать практически работу без петли и без растяжения металла. При этом, естественно, чем выше скорость прокатки, тем более точным и быстродействующим должно быть регулирование.

Рассмотрим системы привода на примере непрерывного сортового стана 350.

*Привод непрерывного стана 350.* Стан предназначен для проката стали круглой, квадратной, шестигранной от 10 до 30 мм и равнобоковой угловой 40×40×4 мм из заготовки сечением от 50×50 до 100×100 мм, длиной до 10 м при максимальной скорости  $v_{\max} = 15$  м/с.

Схема непрерывного сортового стана представлена на рис. 104.

Стан имеет две группы клетей, в которых происходит непрерывная прокатка. Диаметр валков первой группы 460 мм, второй 360 мм. По выходе из первой группы летучие ножницы ЛН1 зачищают передний конец заготовки, а после проката во второй группе клетей летучие ножницы ЛН2 разрезают сортовую сталь на мерные длины. Каждая клеть имеет индивидуальный привод от двигателей постоянного тока напряжением 600 В — окалиноломатель 74 кВт, 300/900 об/мин; 1, 2, 4 клетки 430 кВт, 310/900 об/мин; 3, 5, 6 клетки 580 кВт, 310/900 об/мин; 7, 8, 9, 11, 13 клетки 680 кВт, 320/800 об/мин; 10, 12, 14 клетки 870 кВт, 320/800 об/мин. Двигатели получают питание по блочной схеме от

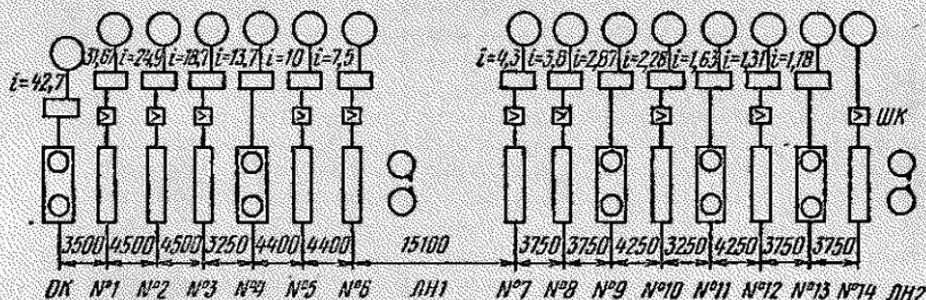


Рис. 104. Схема непрерывного сортового стана

управляемых ртутных выпрямителей с применением регулятора скорости и зависимой схемы управления потоком двигателей в функции величины якорного напряжения.

На рис. 105, а приведена функциональная схема электропривода одной клетки стана. Якорь двигателя  $D$  получает питание от  $PВ$ , а обмотка возбуждения  $ОВД$  от  $PВВ$ . Система обеспечивает регулирование скорости вращения двигателей отдельных клетей стана, одновременное регулирование всеми или несколькими клетями стана и позволяет увеличивать крутизну (компаундирование) механических характеристик двигателей относительно естественной механической характеристики. Скорость вращения двигателя регулируется регулятором скорости  $РС$ , выход которого питает обмотку подмагничивания пик трансформатора системы сеточного управления  $ССУ$  ртутного выпрямителя. Пик трансформатор имеет четыре обмотки управления: 1) первичную, которая питается треугольной формой первичного тока, 2) вторичную, подающую потенциал на сетки, 3) размагничивающую, устанавливающую начальный угол  $\alpha = 90^\circ$  ( $\varphi = 0$ ) и 4) размагничивающую, определяющую приращение угла  $\varphi$ . Необходимое значение скорости вращения двигателя задается узлом задания напряжения  $УЗН$ , выходом которого является эталонное напряжение  $U_э$ , подаваемое на сопротивление  $R_э$  в цепи сравнения тахогенератора  $ТГ$ . Разность сравниваемых напряжений  $\Delta U = U_э - U_т$  подается на вход регулятора скорости  $РС$ .

При большом коэффициенте усиления  $\Delta U$  мало (VIII.26) и практически  $U_r \approx U_s$ . Это значит, что, передвигая ползунок грубого реостата регулирования  $R_r$ , получим при одном и том же значении  $U_s$  различные скорости вращения двигателя. Перемещение ползунка  $R_r$  вниз приводит к увеличению скорости, а вверх — к уменьшению скорости двигателя. Тонкое регулирование скорости вращения двигателя в пределах  $\pm 5\%$  обеспечивается

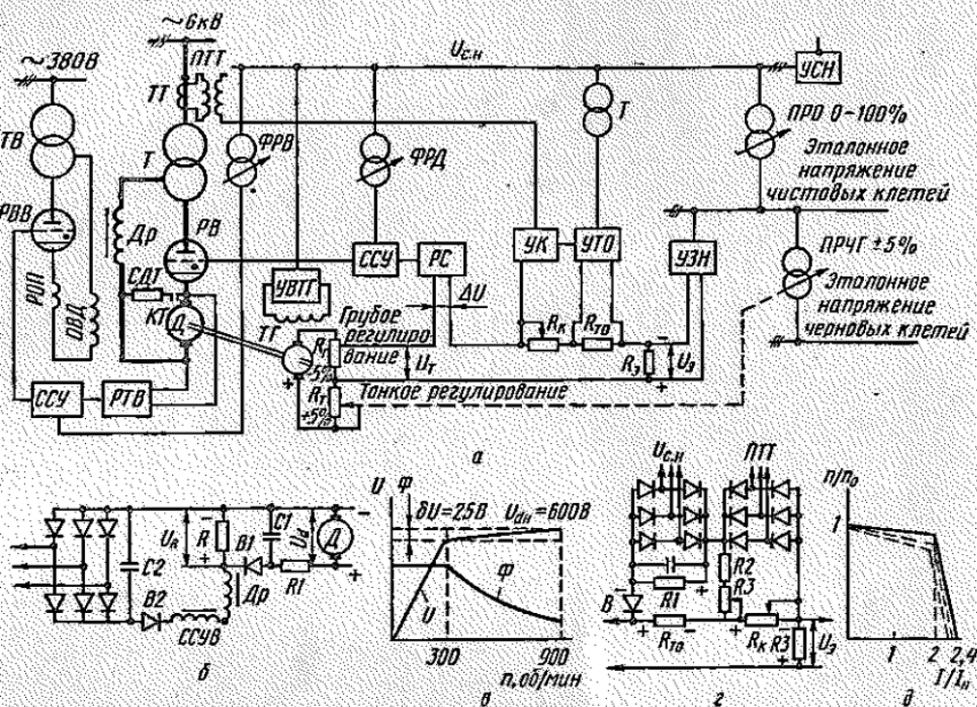


Рис. 105. Функциональная схема управления скоростным режимом стана 350 т (а), узел регулятора тока возбуждения (б) и его статические характеристики (в), узел тока ограничения и коммутирования (г) и его статические характеристики (д)

реостатом  $R_r$ . Стабильность магнитного потока тахогенератора осуществляется узлом возбуждения тахогенератора УВТГ.

Как видно из схемы, система обеспечивает двухзонное зависимое регулирование скорости в функции величины напряжения на якоре двигателя при помощи регулятора тока возбуждения РТВ. Работа РТВ поясняется схемой рис. 105, б и статическими характеристиками рис. 105, в. На сопротивлении  $R$  сравниваются напряжения якоря двигателя  $U_d$  и падение напряжения  $U_R$  при прохождении тока по подмагничивающей обмотке пик трансформатора ССУВ. Питание обмотки подмагничивания ССУВ осуществляется выпрямленным напряжением трансформатора от стабильного напряжения через выпрямитель В2. Напряжение  $U_R$  берется на 20—30 В меньше номинального напряжения двигателей  $U_{дн} = 600$  В. До тех пор, пока  $U_R > U_d$ , через обмотку подмагничивания пик трансформатора проходит максимальный ток и двигатель имеет постоянный (номинальный) поток возбуждения.

Когда  $U_d$  станет больше  $U_R$ , выпрямитель  $B1$  открывается, напряжение на сопротивлении  $R$  возрастает, а ток через обмотку подмагничивания пик трансформатора  $ССУВ$  уменьшается. Выпрямленное напряжение  $PВВ$  и магнитный поток двигателя уменьшаются (см. рис. 105, в).

При достижении напряжением  $U_{dn} = 600$  В ( $n = 900$  об/мин) ток в обмотке подмагничивания отсутствует. Изменение направления тока подмагничивания исключается наличием в цепи выпрямителя  $B2$ .

Узел задания напряжения  $УЗН$  чистовой группы клеток получает питание с шин эталонного напряжения чистовых клеток, а  $УЗН$  черновой группы клеток — с шин эталонного напряжения черновых клеток. При помощи потенциала-регулятора черновой группы  $ПРЧГ$  на шинах черновой группы может изменяться напряжение относительно шин чистовой группы на  $\pm 5\%$ . Шины эталонного напряжения чистовых клеток получают питание с шин стабильного напряжения через общий потенциал-регулятор  $ПРО$ , который обеспечивает регулирование напряжения в пределах 0—100%. Таким образом, при изменении напряжения  $ПРО$  одновременно изменяются уставки скоростей вращения всех двигателей клеток стана, но соотношение скоростей между клетями при этом сохраняется. Общим потенциал-регулятором  $ПРО$  осуществляется установка скорости прокатки на стане, а также разгон и остановка двигателей.

Индивидуальная настройка скорости каждого двигателя осуществляется с помощью потенциометров грубой  $R_1$  и тонкой  $R_2$  регулировки в якорной цепи тахогенераторов.

Потенциометрами  $R_2$  тонкого регулирования скорости чистовой группы клеток может быть обеспечено как индивидуальное, так и групповое регулирование. Индивидуальное регулирование производится с пульта управления при помощи маховичков. Групповое регулирование осуществляется также с пульта управления, но при помощи рычажков. При повороте рычажка одной из клеток поворачивается потенциометр  $R_2$  тонкого регулирования этой клетки и всех предыдущих клеток, а также потенциал-регулятор  $ПРЧГ$  черновой группы стана. Одновременный поворот указанных потенциометров осуществляется специальной механической передачей с системой храповиков. При таком регулировании соотношение между скоростями двигателей не меняется, а меняется только скорость прокатки регулируемой клетки и всех предыдущих.

Схема регулятора скорости дает возможность ограничить ток двигателя до определенного максимального значения и смягчить механическую характеристику двигателя (рис. 105, г, д).

Токовая отсечка работает по принципу сравнения двух напряжений: независимого, снимаемого с сопротивления  $R_1$ , и пропорционального току главной цепи двигателя, снимаемого с сопротивлений  $R_2 + R_3$ . Последние сопротивления получают питание от  $ТТ$  через промежуточный трансформатор  $ПТТ$ . Сравнимые

напряжения включены встречно через выпрямитель  $B$  на сопротивление  $R_{т.о}$ , включенное в цепь сравнения регулятора скорости  $РС$ . В случае, когда  $U_{R_2, R_3} > U_{R_1}$ , выпрямитель  $B$  открывается и через сопротивление  $R_{т.о}$  проходит ток. Схема отрегулирована таким образом, что выпрямитель  $B$  открывается при токе двигателя  $I = 2I_n$ . При токе  $I = 2,4I_n$  падение напряжения на сопротивлении  $R_{т.о}$  становится равным по величине эталонному  $U_э$  и направлено встречно. Двигатель останавливается по характеристике. Изменением величины сопротивления  $R_3$  можно регулировать величину тока отсечки. Наличие токовой отсечки разрешает пуск двигателя при скачкообразном изменении  $U_э$ . Для смягчения механической характеристики в цепь сравнения регулятора скорости включено сопротивление  $R_{к}$ , которое обтекается током, пропорциональным току двигателя, и падение напряжения на нем  $U_{R_к}$  вычитается из эталонного напряжения и тем самым уставка регулятора скорости уменьшается пропорционально току двигателя. Механические характеристики для этого случая изображены на рис. 104,  $\partial$  пунктирными линиями.

Ручное управление регулированием скоростью вращения двигателями осуществляется фазорегуляторами  $ФРД$  и  $ФРВ$ .

Блочная схема питания двигателей с применением регулятора скорости обеспечивает наиболее быстрое и точное регулирование скорости. Любое отклонение скорости от заданного значения вызывает быстрое корректирование якорного напряжения через систему фазового управления, и привод восстанавливает требуемое значение скорости. В случае двухзонного регулирования для повышения быстродействия статический выпрямитель должен иметь запас по напряжению, т. е. обеспечивать выпрямленное напряжение несколько более высоким, чем напряжение двигателя. Тогда при работе на скоростях выше основной быстрое регулирование осуществляется за счет соответствующего изменения напряжения, подводимого к якору двигателя, а регулятор тока возбуждения осуществляет последующее корректирование более медленно.

Как было показано выше, ударное приложение нагрузки характеризуется динамическим падением скорости и перерегулированием величины тока. Наладка регуляторов скорости с учетом работы узла компаундирования может обеспечивать различное качество переходного процесса. Можно создать регулятор, имеющий большую величину динамического падения и более быстрое восстановление скорости или меньшее значение динамического падения скорости, но и более медленное восстановление последней. Для возможности сравнения различных регуляторов качество регулирования оценивают при приложении  $M_n$  по произведению динамического падения скорости, выраженного в процентах, на время регулирования. Блочная схема питания двигателей с применением быстродействующих регуляторов и специальных двигателей на непрерывных сортовых станах может обеспечить качество регулирования в пределах  $0,1-0,2$  (% · с).

*Автоматическое регулирование петли на непрерывных сортовых станах.* Постоянство сечения готовой продукции по длине на сортовых непрерывных станах определяется теми же технологическими факторами, как и при прокатке полосы, — постоянством сечения и температуры заготовки по длине, упругостью клетей, отсутствием натяжения металла между клетями при прокатке. Однако при сортовой прокатке профиль сечения определяется калибровкой валков, что практически исключает возможность использования локальных систем для регулирования размера профиля, как это выполняется в широкополосных станах.

При прокатке металла в калибрах, не учитывая износа калибра клетей, одним из основных факторов, вызывающих изменение профиля по длине заготовки, является натяжение металла между клетями. Поэтому для таких станов наиболее актуальными являются автоматические системы, обеспечивающие прокатку металла без натяжения как в установившемся, так и переходных режимах. Основным решением этой задачи является в настоящее время прокатка металла с петлей между группами клетей, а также между отдельными клетями [44].

При широком сортаменте непрерывных сортовых станов и высокой скорости прокатки решение данной задачи усложняется из-за малой величины допустимой петли при относительно малом расстоянии между клетями. Важное значение имеет также обеспечение системы надежно работающими бесконтактными датчиками величины петли.

При прокатке профиля с небольшой толщиной (полоса, мелкий круглый профиль, проволока и др.) можно принять, что образование петли не сопровождается появлением напряжений сжатия в металле. В случае прокатки фасонных жестких профилей образование петли сопровождается появлением в металле сжимающих напряжений и прокатка происходит с подпором. Такая петля обладает устойчивостью при вполне определенных ее размерах. Практически считается, что при прокатке фасонных профилей на мелкосортных станах стрела устойчивой петли не превышает 0,1 расстояния между клетями. Образование петли между клетями происходит в случае, когда скорость выхода металла из предыдущей клетки  $v_{\text{вых}i}$  больше скорости входа металла в последующую клетку  $v_{\text{вх}i+1}$ .  $v_{\text{вых}i}$  и  $v_{\text{вх}i+1}$  определяются по уравнениям (VIII.34) и (VIII.35).

Разность  $\Delta l_n$  между длиной петли металла  $l$  и расстоянием между осями смежных валков, получающаяся за счет разности скоростей  $v_{\text{вых}i}$  и  $v_{\text{вх}i+1}$ :

$$\Delta l_n = \frac{\pi D(1+s)}{60} \int_0^{t_l} \left( n_i - \frac{n_{i+1}}{k_{i+1}} \right) dt + \Delta l_n \quad (\text{VIII.57})$$

где  $D = D_i = D_{i+1}$ ;  $s = s_i = s_{i+1}$ ;

$t_i$  — время прохождения сечением расстояния  $l$ ;

$$t_i = \frac{l}{v_{\text{вх}i+1}},$$

$\Delta l_{\text{н}}$  — разность между длиной петли и расстоянием между осями смежных валков при заходе металла в последующую клеть.

В соответствии с уравнением (VIII.57) нашли применение следующие типы систем петлеобразования:

1. Системы, в которых в момент захода металла в последующую клеть  $\Delta l_{\text{н}} = 0$ . В таких системах образование петли происходит после входа металла в последующую клеть. В зависимости от соотношения скоростей  $v_{\text{вх}i}$  и  $v_{\text{вх}i+1}$  в момент входа металла в последующую клеть, как было показано выше, возможно появление растягивающих напряжений. В зависимости от жесткости профиля и расстояния между клетями возможны два способа образования петли после захода металла в последующую клеть:

а) при жестком профиле и малом расстоянии между клетями образование петли заданной величины производится гибочными роликами. После выхода полосы из предыдущей клетки гибочные ролики возвращаются в исходное положение;

б) при тонком профиле и большом расстоянии между клетями направляющие устройства полосы раскрываются и под влиянием собственного веса полосы начинает образовываться петля. Стабилизация таких петель требует достаточно больших расстояний между клетями, поэтому этот способ находит широкое применение между группами клеток проволочных станов.

2. Системы, в которых специальной проводкой образуется петля величиной  $\Delta l_{\text{н}}$ , обеспечивая криволинейный заход металла в последующую клеть, после чего система электропривода стана уменьшает ее до заданной величины. Образование петли до захода металла в последующую клеть исключает появление растягивающих напряжений в полосе и значительно облегчает автоматическое регулирование величины петли. Такие системы находят широкое применение в проволочных и штрипсовых станах. Они характеризуются тем, что образование петли не требует дополнительного времени, и темп прокатки сохраняется.

С точки зрения режима работы электропривода для обеспечения требуемого качества профиля наиболее сложными являются системы автоматического регулирования петли с применением гибочного ролика. Необходимость ввода в работу гибочного ролика при прохождении переднего конца и возвращение его в исходное положение при прохождении заднего конца каждой полосы приводят к увеличению паузы между прокатываемыми заготовками. Образование петли при прохождении каждой полосы, уменьшение величины петли при прохождении заднего конца полосы и регулирование величины петли в заданных размерах обеспечиваются



Уравнение переходного процесса в операторной форме

$$U_{\text{вх}} = IR \left( 1 + \frac{1}{Tp} \right), \quad (\text{VIII.58})$$

где  $T = RC$  — постоянная времени.

Значение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - IR = U_{\text{вх}} - \frac{U_{\text{вх}}}{1 + \frac{1}{Tp}} = \frac{U_{\text{вх}}}{1 + \frac{1}{Tp}}. \quad (\text{VIII.59})$$

Передаточная функция этого звена

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{1}{1 + Tp}. \quad (\text{VIII.60})$$

Если величина  $T$  большая по сравнению с временем переходного процесса, то справедливо

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} \approx \frac{1}{Tp}.$$

В рассматриваемой схеме интегральный канал регулирования выполнен на интегрирующем усилителе  $УИ$  и двухтактном магнитном усилителе  $МУА$ , обеспечивающем усиление сигнала интегратора и реверсивное действие канала. При работе статического канала регулирования и возрастании ошибки регулирования до определенной величины в зависимости от напряжения отклонения петли срабатывает поляризованное реле  $ПР1$  или  $ПР2$ , и в работу вступает интегрирующий усилитель. Выходной сигнал с  $МУА$  поступает в регулятор скорости до тех пор, пока петля не вернется в исходное положение и выходное напряжение  $МУС$  не станет равно нулю  $U_c = 0$ , т. е. значение статической ошибки будет скомпенсировано напряжением  $U_A$ . При этом поляризованное реле отключается, а заряженный конденсатор  $УИ$  поддерживает на входе регулятора скорости  $РС$  напряжение  $U_A$ , чем и корректируется необходимое изменение уставки скорости двигателя. Кнопкой  $КН$  осуществляется при необходимости сброс выхода интегрального канала регулирования на нуль. Работа петле регулятора подготавливается к работе при входе металла в предыдущую клетку при помощи фотореле  $ФР$ , которое через выдержку времени, достаточную для входа металла в последующую клетку, включает реле  $РП$  и гибочный ролик в работу. При прямом заходе переднего конца полосы в последующую клетку и включении регулятора петли в регулятор скорости поступает большой сигнал рассогласования, что привело бы к резкому изменению скорости двигателя и колебательному процессу. Для обеспечения плавного нарастания сигнала в  $МУС$  используется узел компенсации начального рассогласования петли  $УКП$ , представляющий собой задатчик интенсивности (одна из обмоток управления  $МУС$  подключается на предварительно заряженный конденсатор). Начальное напряжение и полярность конденсатора выбираются такими, чтобы в момент

включения реле РП на входе МУС напряжение отсутствовало и по мере разрядки конденсатора плавно нарастало, что приводит к плавному снижению скорости двигателя последующей клетки и образованию петли.

*Привод непрерывных проволочных станов.* Современные непрерывные проволочные станы прокатывают круглую проволоку (катанку) диаметром 5—9 мм. Такие станы [34], как правило, имеют черновую группу (7—9 клеток), первую промежуточную группу (4 клетки), две вторых промежуточных группы (2—4 клетки) и четыре чистовых группы (4—6 клеток). При этом прокатка металла в черновой и первой промежуточной группах клеток происходит в 4 нитки, во вторых промежуточных группах клеток — в 2 нитки и в чистовых группах клеток — в одну нитку. Такая компоновка клеток вызвана тем, что получить круглую проволоку с жесткими допусками практически возможно только при прокатке в одну нитку без заметного натяжения в отдельных клетях. Максимальная скорость прокатки в чистовых клетях 35—50 м/с. При малых диаметрах рабочих валков (до 250 мм) и больших скоростях прокатки (45—60 м/с) выполнение высокоскоростных двигателей постоянного тока необходимой мощности по условиям напряженной работы коллектора и щеточного аппарата, а также напряженности коммутации двигателя вызывает большие трудности, и такие двигатели имеют весьма низкую надежность при их эксплуатации. Поэтому для привода таких станов находят применение трехфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором и частотным регулированием скорости. Для питания асинхронных прокатных двигателей чистовых клеток непрерывного проволочного стана 250 (скорость прокатки до 45 м/с) приняты вращающиеся преобразователи частоты. Система управления таким станом освещена в работе [45]. Такая схема, как отмечалось выше, характеризуется большими потерями при трехкратном преобразовании энергии и сложностью в эксплуатации. Применение для привода чистовых клеток проволочных станов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и с частотным регулированием скорости весьма перспективно. Широкое внедрение такого привода станет возможным при создании мощных и надежных тиристорных преобразователей частоты по схеме, рассмотренной в главе III. Требования к системе привода непрерывных проволочных станов аналогичны требованиям к системе привода непрерывных мелкосортных станов. В непрерывных проволочных станах в отличие от сортовых уборка выходящего из стана металла производится смоткой его в бунты. Высокие требования к качеству проволоки (допуск по диаметру  $\pm 0,1$  мм, овальность профиля не должна превышать половины допуска по диаметру, отклонения механических свойств по длине бунта в пределах 5—10%) обеспечиваются применением предварительно напряженных клеток для чистовых клеток и клеток с повышенной жесткостью для черновых клеток, системами автоматизации скоростного режима клеток,

петлерегулированием и системами охлаждения катанки после прокатки.

За рубежом чистовые группы клетей выполняют в виде блоков с малым диаметром рабочих валков (152 мм) и малым расстоянием между клетями (640 мм). Все клетки такого блока имеют общий групповой электропривод рабочих валков и обеспечивают прокатку при скоростях 50 м/с и более. Скорость вращения рабочих валков 6300 об/мин. В таких блоках прокатка проволоки происходит при наличии межклетевых натяжений. Однако утолщение проволоки при заходе в клетю из-за малого расстояния между клетями имеет место на небольшой длине.

### *Современное направление развития непрерывных сортовых и проволочных станов*

Увеличение скоростей прокатки на непрерывных сортовых и проволочных станах при необходимости обеспечения более высоких качественных показателей готовой продукции приводит к непрерывному контролю и регулированию скоростного и температурного режима при помощи автоматических систем. Развитие привода, как и для других непрерывных станов, характеризуется внедрением тиристорных преобразователей при блочной схеме питания двигателей с применением регулятора скорости, систем подчиненного регулирования параметров и бесконтактных схем управления.

Автоматизация работы непрерывных сортовых станов также характеризуется внедрением УВМ. При этом ввиду того, что профиль прокатываемого металла определяется в таких станах калибровкой валков, основными задачами, решаемыми при помощи УВМ, являются задание и управление скоростным режимом, безостаточное разрезание продукции летучими ножницами, контроль за движением металла, сбор информации при работе стана и выработка рекомендаций для обеспечения оптимальной работы стана.

## *Глава IX*

### *ЭЛЕКТРОПРИВОД СТАНОВ ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ*

#### *1. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ ПОЛОСЫ*

Тонкую холоднокатаную полосу в основном прокатывают на непрерывных станах холодной прокатки: трехклетевых (толщиной 0,6—2,5 мм, шириной 1300—1800 мм), четырехклетевых (толщиной 0,5—1 мм, шириной 1500—2500 мм), пяти- и шестиклетевых (толщиной 0,12—0,8 мм, шириной 1000—1450 мм). Исходной заготовкой для станов холодной прокатки служит рулонная горячекатаная полоса толщиной 1,5—5 мм, свариваемая в линии травления в рулоны массой 15—45 т.

Непрерывные станы холодной прокатки являются высокопроизводительными агрегатами. Современные четырехклетевые станы

имеют годовую производительность 1,5—2 млн. т, а пяти- и шести клетевые станы 0,6—0,8 млн. т. Это достигается применением высоких скоростей прокатки, которые для четырехклетевых станов составляют 15—25 м/с, а для пяти- и шестиклетевых 20—40 м/с. При холодной прокатке листа удельные давления металла значительно выше, чем при горячей прокатке. Для уменьшения общего давления и эффекта сплющивания валков при холодной прокатке стремятся применять валки возможно меньшего диаметра. Для того чтобы не сказывался прогиб рабочих валков, применяют опорные валки большего диаметра, чем рабочие.

Прокатка малых партий листа ведется на более дешевых реверсивных станах холодной прокатки. Прокатку полос толщиной более 0,12 мм ведут на четырехвалковых станах, а более тонких полос (менее 0,1 мм) — на многовалковых реверсивных станах. Вопросы электропривода реверсивных станов холодной прокатки рассмотрены в работе [48].

На всех станах холодной прокатки прокатка ведется с натяжением, т. е. полоса между клетями находится в упруго-напряженном состоянии. Натяжение полосы между клетями является функцией скоростей валков и обеспечивается двигателем последующей клетки.

При потере натяжения полоса, как правило, теряет устойчивость, что приводит к аварии при высоких скоростях прокатки. Поэтому основным условием холодной прокатки является обеспечение натяжения между клетями стана, последней клетью и моталкой и между разматывателем и первой клетью стана во всех режимах работы стана.

Полоса (рис. 107, а) в течение времени  $t_{31}$  задается в стан на заправочной скорости  $v_3$ , которая для последней клетки равна  $v_3 = 1,0 \div 2,0$  м/с. После заправки переднего конца полосы на барабан моталки системой управления приводом стана создаются необходимые величины натяжения полосы и стан в течение времени  $t_{y1}$  ускоряется до рабочей скорости  $v_p$ . Разгон до максимальной скорости обычно осуществляется в течение 10—15 с. Большая часть полосы прокатывается при постоянной скорости  $v_p$ . Однако прокатка сварных швов рулона при полной рабочей скорости приводит к сильным ударам и к частым разрывам полосы. Поэтому при прокатке сварных швов в стане скорость за время  $t_{r2}$  снижается до величины  $v_c$ , сварной шов в течение времени  $t_c$  проходит через стан, и стан за время  $t_{y2}$  снова ускоряется до скорости  $v_p$ . Перед выходом конца рулона из стана скорость последнего за время  $t_{r1}$  снижается до заправочной  $v_3$ , и на этой скорости задний конец полосы проходит через валки всех клетей за время  $t_{32}$  и стан останавливается за время  $t_{r3}$ . В течение времени  $t_n$  готовый рулон снимают с моталки, подают следующий рулон в разматыватель и полоса задается в стан на заправочной скорости, т. е. через время  $t_n$  цикл прокатки повторяется.

Как видно из рис. 107, а, значительная длина полосы прокатывается в динамических режимах с различной скоростью.

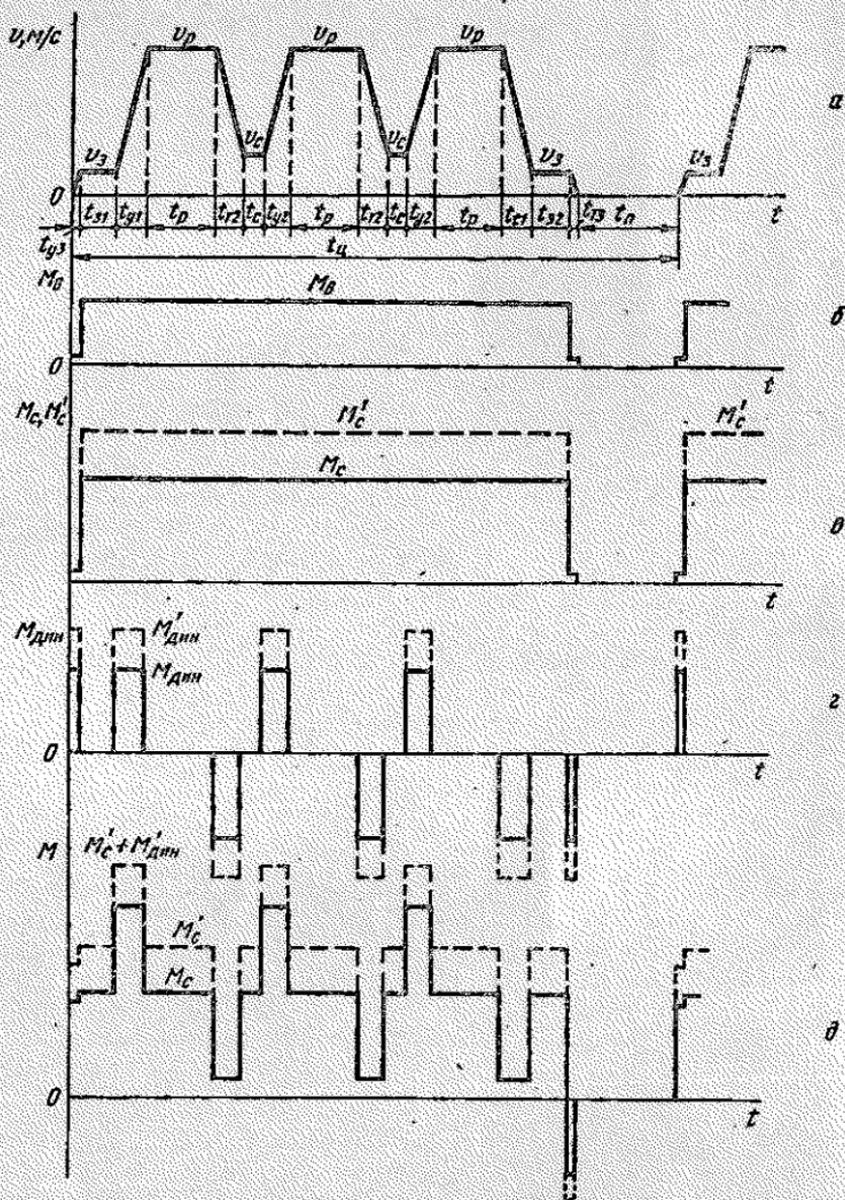


Рис. 107. Скоростной график (а), моменты сопротивления на рабочих валках (б), статические (в) и динамические (г) моменты на валу двигателя и нагрузочная диаграмма двигателя (д) при прокатке одного рулона

Известно, что изменение скорости прокатки сопровождается изменением коэффициента трения металла о валки (с увеличением скорости коэффициент трения уменьшается), что приводит к изменению (снижению) при увеличении скорости [33] давления металла на валки, а следовательно, к изменению упругой деформации клетки стана, т. е. к изменению толщины полосы, за время переходного процесса. Изменение скорости прокатки в переходных режи-

мах приводит к изменению толщины полосы также из-за изменения зазора между валками в результате «всплывания» (сближения при увеличении скорости) опорных валков в подшипниках жидкостного трения.

По этим причинам при увеличении скорости выходящая из стана толщина полосы уменьшается при неизменной толщине подката и неподвижных нажимных винтах (так называемый эффект скорости). В технологическом процессе холодной прокатки полосы качество последней в значительной мере определяется смазкой валков, которая снижает коэффициент трения между металлом и рабочими валками, что приводит к уменьшению давления металла на валки, т. е. к уменьшению упругой деформации клетки стана (изменяется продольная разнотолщинность) и прогибу валков (изменяется поперечная разнотолщинность).

Для обеспечения высокого качества полосы в переходных режимах прокатки важное значение имеет натяжение полосы, изменение которого приводит также к изменению давления металла на валки.

Изменение давления металла на валки в результате изменения указанных технологических величин при переходном процессе прокатки приводит к изменению упругой деформации механической системы клетки стана, а значит, к изменению величины обжатия металла в валках, т. е. к уменьшению толщины полосы и величины вытяжки металла, что, в конечном счете, приводит к изменению скоростного соотношения между клетями стана, а значит, к появлению вторичных возмущений, усложняющих работу стана. Таким образом, технологический процесс прокатки на непрерывных станах характеризуется большой сложностью, при которой необходимо учитывать взаимосвязь между технологическим процессом, конструкцией оборудования, системами электропривода и автоматическими системами регулирования, обеспечивающими получение высокой точности геометрических размеров полосы при холодной прокатке.

Требования, предъявляемые к системе привода клетей непрерывных станов холодной прокатки, определяются условиями непрерывной прокатки при широком разнообразии технологических программ, обеспечивающих получение требуемых качественных показателей в отношении геометрических размеров полосы:

1. Точное согласование скоростей прокатки между клетями и намоточными устройствами в полном соответствии с величиной фактической вытяжки при всех режимах работы стана.

2. Обеспечение технологически необходимых величин натяжения полосы между клетями и моталкой как при установившемся режиме прокатки, так и при ускорениях и замедлениях стана и во время остановки.

3. Плавное и в широких пределах (20 : 1 и выше) регулирование скорости от заправочной до максимальной рабочей при

двухзонном регулировании с диапазоном изменения скорости вращения за счет магнитного потока двигателя  $(2 \div 3) : 1$ .

4. Возможность осуществления отдельного и одновременного регулирования скорости вращения двигателей клетей стана при наличии и в отсутствие металла в клетях стана.

5. Возможность получения механических характеристик различной жесткости.

6. Обеспечение надлежащего быстродействия систем регулирования с наименьшим временем переходных процессов и большой стабильностью в работе.

7. Возможность осуществления толчка (работа на малой скорости) в прямом и обратном направлениях.

## *2. ЭЛЕКТРОПРИВОД НЕПРЕРЫВНЫХ СТАНОВ ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ*

В настоящее время перечисленным выше требованиям наилучшим образом удовлетворяет система электропривода постоянного тока с индивидуальным питанием двигателей по системам Г—Д и СП—Д с применением быстродействующих систем регулирования технологических и технических величин.

До последнего времени для станов холодной прокатки преимущественно применяется система Г—Д. Это объясняется тем, что пуск стана осуществляется с полной нагрузкой, когда напряжение на якоре двигателя мало (можно считать  $U \approx 0$ ).

Такой режим работы для СП характеризуется малым значением  $\cos \varphi$  (III.31), а значит, большим потреблением реактивной мощности из сети, сопровождающимся большим падением напряжения и искажением  $\sin$  формы питающего напряжения.

Такие толчки реактивной мощности при большой суммарной мощности главных приводов требуют обеспечения питания подстанции от мощной энергосистемы или применения мощных синхронных компенсаторов. Однако более высокое быстродействие СП, лучшие условия эксплуатации, увеличение общего к. п. д. установки приводят к внедрению для новых станов систем привода по системе СП—Д.

Рассмотрим основные элементы системы электропривода непрерывных станов холодной прокатки на примере стана 1700 мм.

Стан 1700 предназначен для холодной прокатки тонкой, толщиной 0,5—2 мм, полосы из горячекатаной рулонной полосы, прошедшей очистку поверхности в непрерывных травильных агрегатах и свариваемой в линии травления в рулоны массой до 30 т при толщине подката 1,8—5,0 мм, ширине 900—1550 мм максимальном наружном диаметре 2200 мм.

На рис. 108 представлена схема управления станом 1700 с силовыми цепями и системами возбуждения главных приводов. Диаметр рабочих валков 500—470 мм, опорных 1300—1220 мм при

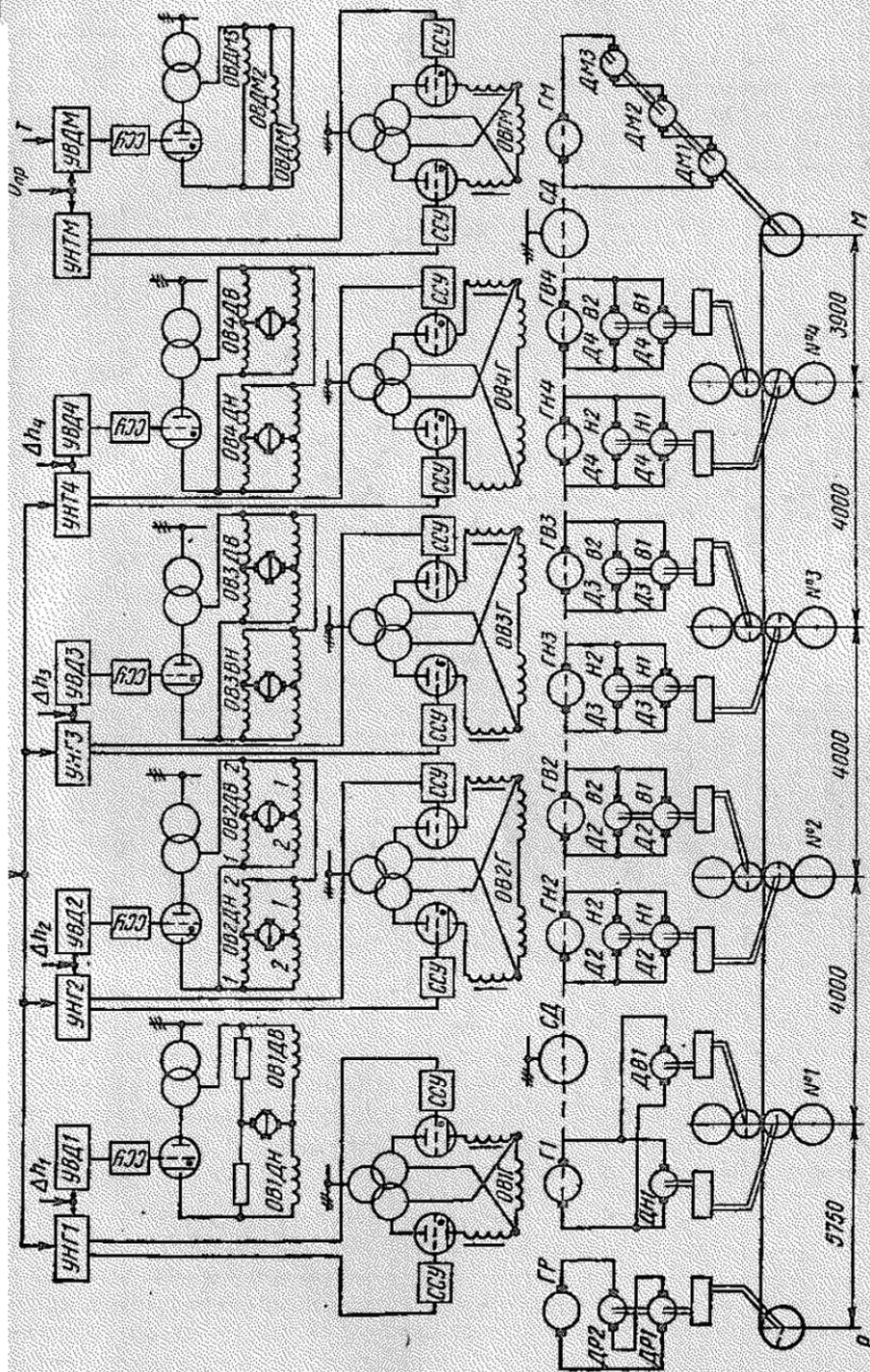


Рис. 108. Схема стана 1700 с силовыми цепями и системами возбуждения главных электроприборов

Таблица 5

## ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ГЛАВНЫХ ПРИВодОВ СТАНА 1700

Объект	Обозначение на рис. 108	Наибольшая скорость пологости, м/с	Двигатель				ред.	Суммарный $GD^2$ , тс·м <sup>2</sup>
			тип	число	P <sub>н</sub> , кВт	n, об/мин		
Размыватель	ДР1, ДР2	6,2	П131-4к	2	100	5,9	2,25	
Клеть № 1	ДН1, ДВ1	10	МП-3300-120	2	2 400	0,627	98,6	
Клеть № 2	ДН2, ДВ2	16,6	2МП-6500-200	2	2×2 400	0,627	124,6	
Клеть № 3	ДН3, ДВ3	21	2МП-6500-260	2	2×2 400	0,623	108,8	
Клеть № 4	ДН4, ДВ4	25	2МП-6500-330	2	2×2 400	0,623	98,9	
Моталка	ДМ1, ДМ2, ДМ3	25	3МП-4000-210	1	3×1 000	Без редуктора	87,0	
Генераторы	Г1, ГН2, ГВ2, ГН3, ГВ3, ГН4, ГВ4, ГМ	—	ГП-5200-375	8	5 200	—	—	
Синхронный двигатель	СД	—	ДСЗ-2121-16	2	17 500	—	—	

длине бочки 1700 мм. Заправочная скорость стана  $v_3 = 0,75 \div 2$  м/с, а максимальная скорость прокатки  $v_{\max} = 25$  м/с.

Как видно из схемы рис. 108, клетки имеют индивидуальный привод валков по системе Г—Д через повышающие редукторы. Двигатели первой клетки имеют одноякорное исполнение, а остальных клеток — двухъякорное. Моталка имеет безредукторный привод от двигателя трехъякорного исполнения. Двигатели первой клетки получают питание от одного генератора, а двигатели остальных клеток и моталки — от индивидуальных генераторов. Вращение генераторов обеспечивается синхронными двигателями, скомпонованными в виде двух пятимашинных агрегатов.

Характеристика электрических машин главных приводов стана 1700 приведена в табл. 5.

Цепи возбуждения машин постоянного тока имеют ионное возбуждение (см. рис. 108). Выравнивание нагрузки между двигателями верхнего и нижнего валков каждой клетки обеспечивается воздействием на напряжение питающих генераторов (на схеме не показано). Выравнивание нагрузки между якорями одного двигателя при двухъякорном исполнении производится воздействием на потоки

возбуждения якорей двигателя. В качестве регуляторов выравнивания нагрузки применяются электромашинные усилители, включенные в диагональ моста. Плечами моста при воздействии на напряжения генераторов являются обмотки возбуждения генераторов и балластные сопротивления, а при воздействии на поток возбуждения двигателей — отдельные части обмотки возбуждения каждого якоря (кроме первой клетки) [46].

Согласование скоростей прокатки в переходных режимах между клетями стана обеспечивается подачей в системы управления напряжением генераторов (УНГ1—УНГ4) общего командного напряжения  $U_{ст}$ , снимаемого с главного плоского контроллера.

Привод каждой клетки имеет локальный регулятор напряжения с  $IR$ -компенсацией. Необходимые значения величин напряжения и магнитного потока двигателей каждой клетки, определяемые технологической программой прокатки (величинами обжатый  $\Delta h$ ), вводятся в системы управления напряжением (УНГ) и возбуждением двигателей (УВД) до начала прокатки.

Обеспечение требуемых качественных показателей полосы в отношении геометрических размеров осуществляется применением локальных систем автоматического регулирования натяжения (САРН) и толщины (САРТ) полосы.

Скоростной режим привода моталки задается скоростью выхода полосы из последней клетки стана в виде пропорционального напряжения, подаваемого в системы управления напряжением генератора моталки (УНГМ) и возбуждением двигателя (УВДМ), с учетом фактического диаметра рулона. В процессе работы постоянство натяжения полосы приводом моталки обеспечивается регулятором, воздействующим на магнитный поток двигателя.

### 3. ИНДИВИДУАЛЬНЫЙ ПРИВОД ВАЛКОВ

Высокая производительность современных станов обеспечивается применением высоких скоростей прокатки, а следовательно, и большими мощностями приводных регулируемых двигателей. Выполнение электродвигателей постоянного тока требуемой мощности и скорости вращения в одной единице для скоростных станов холодной прокатки становится невозможным для современного электромашиностроения.

При скоростях прокатки  $v_p = 25 \div 35$  м/с (станы 1700—2000 мм) для привода каждой клетки требуются двигатели мощностью до 10000 кВт (см. табл. 5). Для широкополосных станов максимальный диаметр рабочего вала берется 500—600 мм, и для обеспечения требуемой скорости прокатки рабочие валки (диаметр 500 мм) должны иметь скорость вращения 960—1340 об/мин.

Электромашиностроители устанавливают критерии выполнимости машин постоянного тока предельной мощности. Одним из таких общих критериев является произведение номинальной мощности двигателя на максимальную скорость его вращения. По

условиям коммутации критерий не должен превышать  $P_{\text{н}} n = (2,0 \div 3,5) 10^6$ . В случае безредукторного привода валков для рассматриваемых станов произведение мощности двигателя на скорость вращения составляет  $P_{\text{н}} n = (9,4 \div 13,4) 10^6$ .

Таким образом, по условиям выполнимости двигателей постоянного тока для привода клетей стана требуются двигатели в многоякорном исполнении, на каждую клеть 4—6 якорей. Конструктивное размещение такого количества якорей вызывает необходимость осуществления индивидуального привода валков. Вследствие малого диаметра рабочих валков непосредственный привод их через шпиндели затруднителен в конструктивном выполнении длинного шпинделя достаточной прочности. Применение специальных ускоряющих редукторов обеспечивает более простой тип привода при минимуме места для установки двигателей. При этом одновременно облегчается выполнение двигателей за счет уменьшения скорости вращения двигателей при данной мощности.

Второй причиной перехода к индивидуальному приводу в станах холодной прокатки является необходимость уменьшения времени ускорения стана, что приводит к увеличению производительности и увеличенному выпуску мерного металла.

Так как стан ускоряется при полном статическом моменте (а в схемах с  $IR$ -компенсацией и при ослабленном потоке двигателя), то двигатель необходимо проверить на перегрузку для случая разгона до максимальной скорости стана.

Для последних клетей стана ускорение  $dn/dt$  больше, чем для первых клетей, поэтому двигатели последних клетей работают с большими динамическими нагрузками. Для уменьшения динамической составляющей тока приходится идти на дробление мощности двигателя даже в случае, когда с точки зрения предельной мощности при заданной скорости прокатки двигатель может быть выполнен в одной единице. С этой точки зрения основные положения индивидуального электропривода реверсивных обжимных станков (см. главу VII) применимы и для привода скоростных непрерывных станков.

При прокатке тонкой полосы в последних клетях стана валки предварительно поджимаются при отсутствии металла в валках. При наличии разности в линейных скоростях рабочих валков между ними имеется скольжение, что приводит к дефектам поверхности рабочих валков. Поэтому поддержание линейных скоростей верхнего и нижнего валков является важным условием для получения высокого качества продукции стана.

При индивидуальном приводе валков в станах холодной прокатки необходимо также решать задачу равномерной загрузки двигателей и якорей.

Перераспределение нагрузки между двигателями объясняется тем, что валок с большей линейной скоростью стремится двигать полосу быстрее и через полосу разгружает двигатель второго валка (аналогично станам горячей прокатки).

Решение задач выравнивания окружных скоростей рабочих валков и равномерного распределения нагрузки двигателей при индивидуальном приводе валков выполняется применением специальных уравнительных схем, которые строятся аналогично схемам, рассмотренным при применении индивидуального привода реверсивных станов горячей прокатки (см. главу VII). При этом, как показывают исследования при работе уравнительной схемы, связь металла с рабочими валками можно считать жесткой и это условие принимать за основу при расчете уравнительных схем [22].

#### 4. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЕЙ

Выше было отмечено, что отличительной особенностью процесса холодной прокатки полосы является прокатка с натяжением, когда полоса в стане находится в упруго-напряженном состоянии. Натяжение в полосе создается в линии непрерывного стана каждым последующим двигателем. Так, натяжение полосы между  $i$ ,  $(i + 1)$ -й клетями создается двигателями  $(i + 1)$ -й клетки. При этом двигатели затрачивают дополнительную работу, расходуемую на создание упруго-напряженного состояния полосы между клетями и на поддержание натяжения полосы в процессе прокатки. При прокатке полосы с натяжением практически величиной работы, расходуемой двигателем на создание упруго-напряженного состояния полосы  $W_{\Delta l}$ , можно пренебречь [24] и считать, что двигателем расходуется энергия на поддержание натяжения полосы в процессе прокатки. Эта энергия через полосу передается в очаг деформации металла предыдущей клетки и тем самым уменьшается на эту величину работа, необходимая для деформации металла в предыдущей ( $i$ -той) клетки, т. е. двигатель  $i$ -той клетки разгружается.

Это положение основывается на том, что при прокатке металла принято считать, что количество энергии, которое необходимо затратить для пластической деформации данного объема металла, является величиной постоянной при прокатке как с натяжением, так и без натяжения.

Тогда мощность  $P_v$ , необходимая для совершения пластической деформации валками, можно определить по формуле

$$P_v = P_0 - T_n v_n + T_z v_z, \quad (IX.1)$$

где  $P_0$  — мощность, необходимая для прокатки металла с заданным обжатием без натяжения полосы, кВт;

$T_n, T_z$  — переднее и заднее натяжения полосы, кН;

$v_n, v_z$  — скорости выхода и входа полосы, м/с.

Обычно при расчете мощности двигателя в прокатном производстве строят нагрузочные диаграммы в виде статического момента на валу двигателя.

Учитывая, что при установившемся режиме работы

$$M = \frac{9,55P}{n}, \text{ а } v_n = \frac{\pi Dn}{60} \text{ и } v_s = \frac{v_n}{\lambda} = \frac{\pi Dn}{60} \cdot \frac{h_s}{h_n},$$

получим подстановкой этих значений в формулу (IX.1) момент на рабочих валках  $M_n$  стана

$$M_n = M_0 - T_n \frac{D}{2} + T_s \frac{D}{2} \cdot \frac{h_n}{h_s}, \quad (\text{IX.2})$$

где  $M_0$  — момент прокатки без натяжения полосы;

$D$  — диаметр рабочего валка;

$h_n, h_s$  — соответственно толщина полосы при выходе и входе металла.

Приведенное значение момента к валу двигателя (I.14)

$$M_c = M_n / i\eta.$$

Следует помнить, что в рассматриваемой схеме поток двигателя устанавливается до начала прокатки, и поэтому, если прокатка происходит при ослабленном потоке, в расчет необходимо вводить скорректированные значения момента (см. главу VII)  $M_c' = M_c \frac{n}{n_n}$ . Следует помнить, что переднее натяжение в последней клетке стана создается двигателем моталки, а заднее натяжение — двигателем разматывателя, работающим в генераторном режиме. Приводом для разматывателя является двигатель первой клетки стана, передающий необходимую энергию разматывателю через прокатываемую полосу.

Расчет динамических моментов, построение нагрузочной диаграммы, проверка двигателя по нагреву и перегрузочной способности производятся аналогично описанному в главе VII.

На рис. 107 приведены нагрузочные диаграммы на рабочих валках, статические и динамические моменты на валу двигателя и нагрузочная диаграмма двигателя.

## 5. УПРАВЛЕНИЕ ГЛАВНЫМ ПРИВОДОМ НЕПРЕРЫВНЫХ СТАНОВ

Переходные процессы в непрерывном стане холодной прокатки представляют сложный процесс и сопровождаются изменением как технологических величин, так и электрических параметров привода. Наиболее сложной задачей является обеспечение технологически необходимых величин натяжения при переходных процессах. Натяжение полосы устанавливается между клетями на заправочной скорости. В процессе разгона и торможения натяжение полосы должно изменяться таким образом, чтобы обеспечить получение качественной полосы за время переходного процесса.

Обычно считают, что за время переходного процесса натяжение полосы должно оставаться неизменным. Для сохранения напря-

женного состояния полосы, созданного на заправочной скорости, необходимо сохранение соотношения скоростей вращения двигателей во все время переходного процесса.

Учитывая, что приводные двигатели клетей имеют различную степень ослабления магнитных потоков, необходимо обеспечивать различный темп изменения скорости двигателей на разных клетях. Так как все клетки связаны между собой полосой, стремление каждого двигателя разогнаться по своему закону приводит к изменению натяжения полосы между клетями. Для случая, когда напряжение питающих генераторов в переходных процессах изменяется по одному линейному закону, натяжение полосы в переходном процессе должно оставаться неизменным, если электромеханические постоянные приводов клетей будут равны между собой (что видно из рассмотрения кривой переходного процесса рис. 78, где скоростная ошибка двигателя  $\Delta_c = T_m$ ). Практически эти условия не обеспечиваются, и в переходных процессах натяжение полосы меняется. Исследования показали, что основной причиной изменения натяжения при переходном процессе является различие величин ускорений клетей.

Поэтому режимы пуска и торможения в непрерывных станах проводят относительно медленно (10—15 с), чтобы системы регулирования обеспечивали необходимое изменение темпа нарастания скоростей двигателей по клетям.

Для обеспечения постоянства ускорения в переходных режимах закон изменения напряжения генераторов клетей следующий:

$$U_{ri} = U_{ria} + a_i t, \quad (IX.3)$$

где  $U_{ria}$  — напряжение генератора  $i$ -той клетки на заправочной скорости;

$a_i$  — темп нарастания напряжения в переходном процессе.

Для систем Г—Д, как было показано в гл. VII для случая, когда  $T_m \ll T_b$  (например, для пятиклетевого стана  $T_{m \max} = 0,23$  с,  $T_{m \min} = 0,084$  с,  $T_b = 3,5$  с [47]), закон изменения скорости двигателя является функцией изменения напряжения генератора. До последнего времени преимущественное распространение имеет система управления приводом клетки с регуляторами напряжения отдельных генераторов и  $IR$ -компенсацией при наличии общего задающего напряжения для всех генераторов. При этом величины потоков двигателей устанавливаются предварительно в соответствии с обжатиями по клетям стана. Отдельные генераторы для питания каждого двигателя позволяют получить различный темп нарастания напряжения на якорах двигателей.

Обеспечение необходимой жесткости механической характеристики осуществляется при помощи узла компенсации омического падения напряжения ( $IR$ -компенсации).

На рис. 109 приведены схемы управления двигателем клетки непрерывного стана холодной прокатки 1700.

Согласованное управление заданным соотношением скоростей между клетями осуществляется через общее командное напряжение, подаваемое на регулятор напряжения генераторов каждой клетки с шин эталонного напряжения  $U_{эТ}$ .

Управление  $U_{эТ}$  осуществляется при помощи главного плоского контроллера ГПК, который определяет темп ускорения, торможения (линейный закон изменения  $U_{эТ}$ ) и величину рабочего напря-

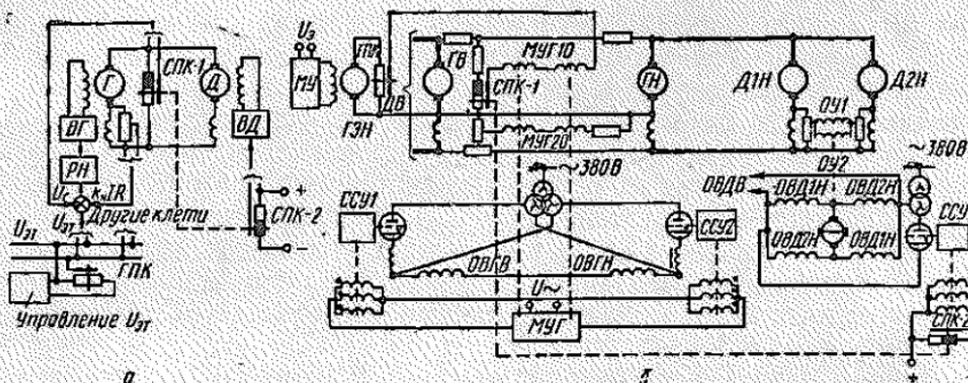


Рис. 109. Функциональная (а) и принципиальная (б) схемы управления главным приводом с регулятором напряжения и  $IR$ -компенсацией

жения генераторов клеток. Соотношения между величиной напряжения и магнитным потоком двигателя для каждой клетки в зависимости от технологической программы прокатки устанавливаются при помощи секций плоского контроллера СПК-1 и СПК-2. С секции СПК-1 берется обратная отрицательная связь в регулятор напряжения РН, которым в рассматриваемой схеме является магнитный усилитель МУГ, обмотки управления которого МУГ 10 включены в цепь сравнения (см. рис. 109, б).

Из схемы, приведенной на рис. 108, видно, что на последних клетях питание двигателей каждой клетки осуществляется двумя генераторами, обмотки возбуждения которых получают питание от одного ионного возбудителя. При этом регуляторы выравнивания нагрузки между двигателями клетки работают воздействием на напряжение генераторов, соответственно повышая напряжение у генератора менее нагруженного и понижая у более нагруженного. Чтобы исключить влияние регулятора выравнивания нагрузки на регулятор напряжения генераторов, обратная связь в последнем берется по среднему значению напряжения генераторов (см. рис. 109, б), которое остается неизменным при работе регулятора выравнивания нагрузки.

Для обеспечения устойчивой и качественной прокатки на непрерывных станах холодной прокатки, особенно в переходных режимах, одним из важных показателей является жесткость механической характеристики привода. Необходимость высокого быстродействия при регулировании скорости приводов приводит

к необходимости иметь в системе привода минимальные значения электромеханических постоянных времени привода. Так как привода с более жесткими механическими характеристиками имеют меньшие электромеханические постоянные времени, то в рассматриваемой системе для получения более жестких механических характеристик применяется  $IR$ -компенсация, которая вводится в регулятор напряжения как положительная обратная связь по среднему току якорей при помощи обмоток  $MУГ20$ .

Таким образом, для установившегося режима работы, если пренебречь статической погрешностью регулятора напряжения для схемы, приведенной на рис. 109, а, можно записать

$$U_T = c_E n + I_a R = U_{ЭТ} + k_k I_a R. \quad (IX.4)$$

Откуда

$$n = \frac{U_{ЭТ}}{c_E} - \frac{I_a R}{c_E} (1 - k_k). \quad (IX.5)$$

Таким образом, при помощи узла компенсации омического падения, изменяя передаточный коэффициент  $k_k$ , можно получить различной жесткости механические характеристики, при этом крутизна их будет меньше естественной механической характеристики. Например, при  $k_k = 1$  механическая характеристика будет абсолютно жесткой. Обычно  $k_k < 1$ , так как при абсолютно жесткой механической характеристике обеспечить устойчивую работу стана трудно из-за разных изменений величины натяжения при небольших изменениях технологических величин. Существует мнение, что применение  $IR$ -компенсации обеспечивает также саморегулирование профиля полосы в стане. Однако следует считать, что лучшее саморегулирование полосы будет проходить при более мягких характеристиках. Так, при входе в клеть подката с большей толщиной вследствие увеличения нагрузки скорость двигателя снижается и на участке полосы с последующей клетью натяжение увеличивается, что приводит к снижению давления металла на валки в этой и последующих клетях и к уменьшению толщины полосы в этих клетях. При жестких характеристиках этот эффект будет меньшим.

Недостаток системы регулятора напряжения с  $IR$ -компенсацией заключается в том, что ускорение стана происходит, как правило, при ослабленных потоках двигателей, в результате чего двигатели работают с большой величиной тока якоря.

Поэтому для новых станов используют систему управления с регулятором скорости для каждой клетки с обеспечением зависимого двухзонного регулирования скорости, аналогично описанному регулятору непрерывного стана горячей прокатки полосы (см. рис. 98). В этом случае входной сигнал на регулятор скорости поступает с шин эталонного напряжения через специальный узел, устанавливающий нужное значение скорости клетки при общем эталонном напряжении в соответствии с программой прокатки.

Как и в станах горячей прокатки полос, при работе САРТ и САРП вводится коррекция в скоростной режим клетей стана. Поэтому к регулятору скорости предъявляются высокие требования с целью обеспечения минимальных динамических ошибок в переходных режимах. Стремление получить высокую точность регулирования в переходных режимах приводит к разработке цифровых регуляторов скорости. Однако этот вопрос является дискуссионным, так как погрешность такой технологической величины, как опережение металла, определяющее необходимую скорость вращения, больше, чем на порядок, превышает погрешность, обеспечиваемую цифровыми регуляторами.

### *Современное направление развития непрерывных станов холодной прокатки*

Отличительной особенностью развития новых прокатных станов холодной прокатки (как и других прокатных станов) является широкое внедрение комплексных систем автоматизации с применением управляющих вычислительных машин. Это позволило создать непрерывные станы бесконечной прокатки. Для обеспечения бесконечной прокатки перед станом устанавливается петлеобразователь, обеспечивающий подачу полосы в стан во время сварки заднего и переднего концов полосы на стыковочной машине. Концы рулонов поступают с разматывателей и перед стыковкой обрезаются ножницами. После сварки концов полосы увеличение петли в петлеобразователе осуществляется петлеобразующими роликами. Натяжение перед первой клетью осуществляется натяжным устройством. После намотки одной из моталок рулона заданного размера летучие ножницы разрезают полосу. Конец полосы, выходящий из стана, поступает во вторую моталку и захватывается при помощи ременного захлестывателя. При прохождении между валками сварных швов, а также при смене моталок прокатка производится при пониженной скорости.

Перестройка стана на новую программу производится при наличии полосы в стане. На таких станах срок службы валков увеличивается, так как валки не испытывают ударов при входе полосы в стан. Перевалка рабочих валков производится специальными механизмами при наличии полосы в стане.

Все операции на таких станах автоматизированы. Получение продукции высокого качества обеспечивается системами автоматического регулирования технологических параметров. Системы производственных устройств такой прокатки настолько сложны, что ввод их в действие, эксплуатация и надежная работа возможны только при применении управляющих вычислительных машин. Обычно управление осуществляется несколькими, иерархически связанными ЭВМ. ЭВМ нижнего уровня работают в реальном масштабе времени и совершенствуют в процессе работы заложенные в ЭВМ математические модели, т. е. системы управления являются адаптивными. При этом многие функции локальных систем непосредственно закладываются в рабочие программы ЭВМ, и замыкание систем управления происходит непосредственно через ЭВМ.

Важной проблемой автоматизации является оснащение прокатных станов совершенными электроприводами, обладающими необходимыми силовыми и скоростными характеристиками и высоким быстродействием. Основная проблема — осуществление приводов скоростных станов двигателями переменного тока, для которых производство  $P_{\text{нл}}$  более чем на порядок может превышать соответствующий показатель двигателей постоянного тока. Управление такими двигателями требует создания мощных тиристорных преобразователей частоты с системами управления, обеспечивающими рекуперацию энергии в сеть. Увеличение быстродействия приводов постоянного тока обеспечивается внедрением систем питания ТП—Д и систем регулирования с использованием принципа подчиненного регулирования величин.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Егоров Е. П., Тищенко Н. А. — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т. 3. М., «Энергия», 1971, с. 8—11.
2. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. М., «Энергия», 1971. 432 с. с ил.
3. Честнат Г. П., Майер Р. В. Проектирование и расчет следящих систем регулирования. Ч. 1 М.—Л., Госэнергоиздат, 1959. 487 с. с ил.
4. Башарин А. А., Голубев Ф. Н., Кепперман А. Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. Л., «Энергия», 1972. 439 с. с ил.
5. Фельдбаум А. А. Электрические системы автоматического регулирования. М., Оборонгиз, 1954. 786 с. с ил.
6. Слежановский О. В. Реверсивный электропривод постоянного тока. М., «Металлургия», 1967. 423 с. с ил.
7. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970. 199 с. с ил. Авт.: Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский.
8. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 771 с. с ил.
9. Электрооборудование предприятий черной металлургии. М., Металлургияиздат, 1963. 606 с. с ил. Авт.: В. Д. Афанасьев, О. М. Борисов, А. Е. Гуревич и др.
10. Фатеев А. В. Основы линейной теории автоматического регулирования. М.—Л., Госэнергоиздат, 1954. 295 с. с ил.
11. Соколов М. М. Электрооборудование общепромышленных механизмов. М., «Энергия», 1969. 415 с. с ил.
12. Морозов Д. П. Основы электропривода. М.—Л., Госэнергоиздат, 1950. 368 с. с ил.
13. Каганов И. Л. Промышленная электроника. М., «Высшая школа», 1968. 560 с. с ил.
14. Крайцберг М. И., Шикуть Э. В., Импульсные методы регулирования цепей постоянного тока с помощью тиристоров. М., «Энергия», 1969. 88 с. с ил.
15. Рудаков В. В., Мартикайлен Р. П. Синтез электроприводов с последовательной коррекцией. Л., «Энергия», 1972. 120 с. с ил.
16. Загальский Л. Н., Зильберблат М. Э. Частный анализ систем автоматизированного электропривода. М., «Энергия», 1968. 112 с. с ил.
17. Воронов А. А. Элементы теории автоматического регулирования. М., Воениздат, 1950. 317 с. с ил.
18. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1960. 400 с. с ил.
19. Слежановский О. В. Электропривод реверсивных станов горячей прокатки. М., Металлургияиздат, 1961. 444 с. с ил.
20. Морозов Д. П. Теория электропривода и автоматики реверсивных станов. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949. 315 с. с ил.
21. Целиков А. И. Теория расчета усилий в прокатных станах. М., Металлургияиздат, 1962. 494 с. с ил.
22. Афанасьев В. Д. — В кн.: Исследование индивидуального привода валков стана холодной прокатки. М., Машгиз, 1956 (ЦНИИТМАШ, книга 80), с. 58—84 с ил.
23. Вега Г. К., Зименков М. Г., Кардов Г. С. и др. — «Бесконтактное управление главным приводом блюминга 1150 Череповецкого металлургического завода». М., «Энергия», 1968 (ГПИ Тяжпромэлектропроект. Сб. № 4). с. 3—14 с ил.
24. Дружинин Н. Н. Электрооборудование прокатных цехов. М., Металлургияиздат, 1956. 456 с. с ил.
25. Автоматизированный электропривод обжимных прокатных станов с тиристорными преобразователями. Киев, 1970. 56 с. с ил. Авт.: В. И. Архангельский, С. Г. Герзон, В. М. Мастеренко и др.
26. Мордохович Б. Э., Колбин А. И., Осадчий Н. И. — В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 2. М.—Л., «Энергия», 1966, с. 55—63 с ил.

27. Гераймович И. Т., Грязюк В. Д., Шпитько В. Д., Фисенко А. Д. — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т. 3. М., «Энергия», 1971, с. 46—50.
28. Левин Г. М., Гольденваль М. Э., Латышко В. Д. — В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 2. М.—Л., «Энергия», 1966, с. 29—35 с ил.
29. Архангельский В. И. Системы реверсивных электроприводов. Киев, «Техника», 1972. 327 с. с ил.
30. Гарнов В. И., Рабинович В. Б., Вишневецкий Л. М. Унифицированные системы автоуправления электроприводов в металлургии. М., «Металлургия», 1971. 215 с. с ил.
31. Тищенко Н. А. — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т. 3. М., «Энергия», 1971, с. 3—7.
32. Бурьянов В. Ф., Рокотян Е. С., Гуревич А. Е. Расчет мощности двигателей главных приводов прокатных станов. М., Metallurgizdat, 1962. 360 с. с ил.
33. Королев А. А. Механическое оборудование прокатных цехов. М., «Металлургия», 1965. 515 с. с ил.
34. Прокатное производство. М., «Металлургия», 1968. 675 с. с ил. Авт.: П. И. Полухин, Н. М. Федосов, А. А. Королев, Ю. М. Матвеев.
35. Русаков В. Г., Балабцев Л. М., — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т. 3. М., «Энергия», 1971, с. 26—29 с ил.
36. Бычков В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства М., «Высшая школа», 1966. 479 с. с ил.
37. Левитанский Б. А. Электрооборудование предприятий черной металлургии. М., Metallurgizdat, 1955. 620 с. с ил.
38. Бер. Я. М., Умецкий В. Л. — В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 2. М.—Л., «Энергия», 1966, с. 133—138 с ил.
39. Челюсткин А. Б. Автоматизация процессов прокатного производства М., «Металлургия», 1971. 294 с. с ил.
40. Добрынин Е. В., Шейнман А. И., Цаллагов А. П., Гринчук П. С. — В кн.: Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т. 3. М., «Энергия», 1971, с. 79—81.
41. Стефанович В. Л. Автоматизация непрерывных и полунепрерывных широкополосных станов горячей прокатки. М., «Металлургия», 1975. 208 с. с ил.
42. Афанасьев В. Д. Электропривод автоматических летучих ножниц. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962. 144 с. с ил.
43. Шмыров А. А. В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 2. «Энергия», 1966, с. 95—99 с ил.
44. Хотулев В. К., Калинин В. П., Гвоздилов Ю. Е. — «Система автоматического регулирования пегли между клетями непрерывных мелкосортных станов». Т. 18. М., ВНИИметмаш, 1966, с. 123—145 с ил.
45. Пистрак М. Я., Фишбейн В. Г., Зыков А. Н. — В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 2. М.—Л., «Энергия», 1966, с. 229—236 с ил.
46. Селиванов А. Д. — В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Т. 2. М.—Л., «Энергия», 1966, с. 173—180 с ил.
47. Дружинин Н. Н. Непрерывные станы как объект автоматизации. М., «Металлургия», 1975. 336 с с ил.
48. Филатов А. С. Электропривод и автоматизация реверсивных станов холодной прокатки. М., «Металлургия», 1973. 375 с. с ил.

### ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
31	5 сн. формула (1.54)	$Tp$	$T_{np}$
33	1 сн. формула (1.58)	$W_{zi}(p)$	$W_{z1}(p)$
41	5 св.	$\frac{R_{я}}{G_E}$	$\frac{R_{я}}{c_E}$
103	4 св.	$U_{\Gamma}$	$U_{\sim}$

Заказ 1191.

