ББК 31.291
Б87
УДК 62-83-52

Рецензент *А. М. Вишневский*

Бригиневич Б. В., Голованов А. К.
Б87 Наладка тиристорных электроприводов с раздельным управлением. - М.: Энергоатомиздат, 1991 - 152 с.: ил.
ISBN 5-283-00537-2

Рассмотрены особенности тиристорных электроприводов с раздельным управлением и, в частности, имеющих зону прерывистых токов. Показаны сущность происходящих в электроприводе явлений и способы получения оптимальных переходных процессов. Приводятся примеры расчета и методы наладки.

Для инженерно-технических работников, занятых наладкой, проектированием и разработкой тиристорных электропроводов.

Б $\frac{2202090100-288}{051\ (01)-91}$ **175-89**

ББК 31.291

ISBN 5-283-00537-2

©Авторы, 1991

ПРЕДИСЛОВИЕ

В составе реверсивного тиристорного электропривода используются тиристорные преобразователи как с совместным, так и с раздельным управлением комплектами тиристоров. За прошедшее десятилетие во всем мире основным стал способ раздельного управления. Совместное управление применяется только для специальных приводов, например при работе в области малых токов и частых изменениях направления тока.

В настоящее время тиристорные преобразователи с раздельным управлением получили широкое распространение в металлургии, текстильной и бумажной промышленностях и ряде других.

Совершенствование систем раздельного управления в части увеличения быстродействия позволит в недалеком будущем полностью исключить необходимость в применении тиристорных преобразователей с совместным согласованным управлением. Этому способствует развитие микроэлектроники, что позволяет реализовать более совершенные схемы управления тиристорными преобразователями и на их основе решать проблемы повышения качества процесса регулирования в зоне прерывистого тока.

В этой связи весьма актуальной является проблема применения адаптивных регуляторов и адаптивных систем в составе схемы управления современными тиристорными электроприводами. Вопросам разработки и применения этих регуляторов и систем уделяют значительное внимание ряд зарубежных фирм, специализирующихся на изготовлении и поставке металлургического электрооборудования, например, такие как АЕГ (ФРГ), "Вестингауз" (США), "Жемон-Шнайдер" (Франция).

В нашей стране исследованию вопросов, связанных с работой тиристорного электропривода в зоне прерывистых токов, уделяется большое внимание. Впервые они были подробно рассмотрены в книге Ф.Е. Бутаева и Е.Л. Эттингера "Вентильный электропривод" (М.: Госэнергоиздат, 1951).

Проблемы раздельного управления тиристорными преобразователями также неоднократно освещались в печати. Например, в [1] рассматриваются принципы построения схем логических переключающих устройств. Авторы [18, 22] приводят схемы промышленных преобразователей. Материалы, посвященные исследованию зоны прерывистого тока и методу наладки электроприводов, работающих в этой зоне,

представлены в [13, 22, 27, 28]. Этой теме посвящены также работы [1, 18, 19, 24, 25, 31, 33].

Большой вклад в разработку современных систем тиристорного электропривода внесен коллективом ВНИПИТяжпромэлектропроект. Публикации инженерно-технических и научных работников института в немалой степени способствовали освоению новых методов наладки ряда металлургических электроприводов. Необходимо также отметить значительный вклад в создание и внедрение новых методов наладки систем управления с адаптивными регуляторами ряда пусконаладочных управлений НПО "Электромонтаж" Минмонтажспецстроя, ПНУ трестов "Центроэлектромонтаж", "Севзапэлектромонтаж", "Уралэлектромонтаж" и др.

Учитывая важность данной проблемы и ее актуальность для нужд наладочного производства, авторы предприняли попытку обобщить опыт, накопленный в процессе производства пусконаладочных работ на ряде крупнейших металлургических заводов страны. Перед авторами стояла задача ознакомить читателя с основами построения, особенностями и методами наладки современных тиристорных электроприводов с раздельным управлением тиристорными преобразователями. При этом в качестве иллюстрации рассматривались промышленные преобразователи ПО ХЭМЗ и ПО "Преобразователь". В книге рассмотрены вопросы, являющиеся специфическими для тиристорных преобразователей с раздельным управлением.

Вопросы, освещающие работу защиты и блокировок тиристорного электропривода, авторами не рассматриваются, что обусловлено как объемом книги, так и поставленной задачей. По этой же причине материал по системе регулирования электропривода приводится только в связи с рассмотрением принципа адаптации контура тока. Книга не претендует на полный охват проблемы. Вместе с тем теоретические исследования зоны прерывистого тока и новый подход при наладке схем с адаптивными регуляторами и адаптивной структурой, разработанные авторами, наряду с приводимыми методами наладки электропривода, могут быть полезны наладчикам, проектировщикам и эксплуатационному персоналу, специализирующимся в области тиристорных электроприводов.

Работа между авторами была распределена следующим образом: гл. 1 написана инж. А.К. Головановым, гл. 2 — совместно инж. А.К. Головановым и канд техн. наук Б.В. Бригиневичем, гл. 3, 4 - канд. техн. наук Б.В. Бригиневичем.

Авторы считают своим приятным долгом выразить благодарность рецензенту Л.М. Вишневецкому за ценные замечания, которые были учтены в окончательной редакции рукописи.

Все пожелания по содержанию книги авторы просят направлять в адрес Энергоатомиздата: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

Глава первая

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ РЕВЕРСИВНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С РАЗДЕЛЬНЫМ И СОВМЕСТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В схемах реверсивных тиристорных электроприводов с раздельным управлением при работе одного комплекта тиристоров в выпрямительном или инверторном режиме другой комплект тиристоров полностью выведен из работы (сняты управляющие импульсы).

В схемах реверсивных тиристорных электроприводов с совместным управлением на обоих комплектах тиристоров есть управляющие импульсы, но при этом если один комплект работает в режиме выпрямления, то другой в инверторном режиме. Отличительной особенностью тиристорных электроприводов с раздельным управлением является отсутствие уравнительного тока в рабочем режиме, в то время как при совместном управлении тиристорный электропривод работает с уравнительным током.

1. Варианты схем реверсивного тиристорного электропривода с совместным и раздельным управлением

1.1. Силовые схемы

В настоящее время в реверсивных электроприводах в основном находят применение симметричные силовые схемы тиристорных преобразователей (ТП): нулевые (рис. 1, *а, в*), мостовые (рис. 1, *б–ж*), комплекты тиристоров, в которых включены встречно-параллельно (рис. 1, *а, б, д, е*) или по перекрестной схеме (рис. 1, *в, г, ж*). Существенное влияние на силовую схему ТП оказывает способ уравнения комплектами тиристоров. На рис. 1, *а, д* представлены схемы ТП с раздельным управлением комплектами "Вперед" *В* и "Назад" *Н*, а на рис. 1, *б–г, е, ж*–с совместным управлением [11, 25]. Как видно из рис. 1, *а, д*, силовая схема ТП с раздельным управлением не содержит токоограничивающих реакторов между комплектами тиристоров. Реактор $L_р$ является сглаживающим. При совместном управлении для ограничения переменной составляющей уравнительного тока, циркулирующего между комплектами тиристоров, необходимы токоограничивающие реакторы *L1, L4* (рис. 1, *б, е*) и *L1–L2* (рис. 1, *в, г, ж*).

В схемах на рис. 1, *е, ж*, кроме сглаживающего пульсации выпрямленного тока реактора $L_р$, в цепь нагрузки включены отмеченные ранее токоограничивающие реакторы *L1–L4* (рис. 1, *е*) и *L1–L2* (рис. 1, *ж*), которые ограничивают скорость нарастания тока при опрокидывании инвертора, когда двигатель является источником электрической энергии и сглаживают вместе с $L_р$ пульсации выпрямленного тока.

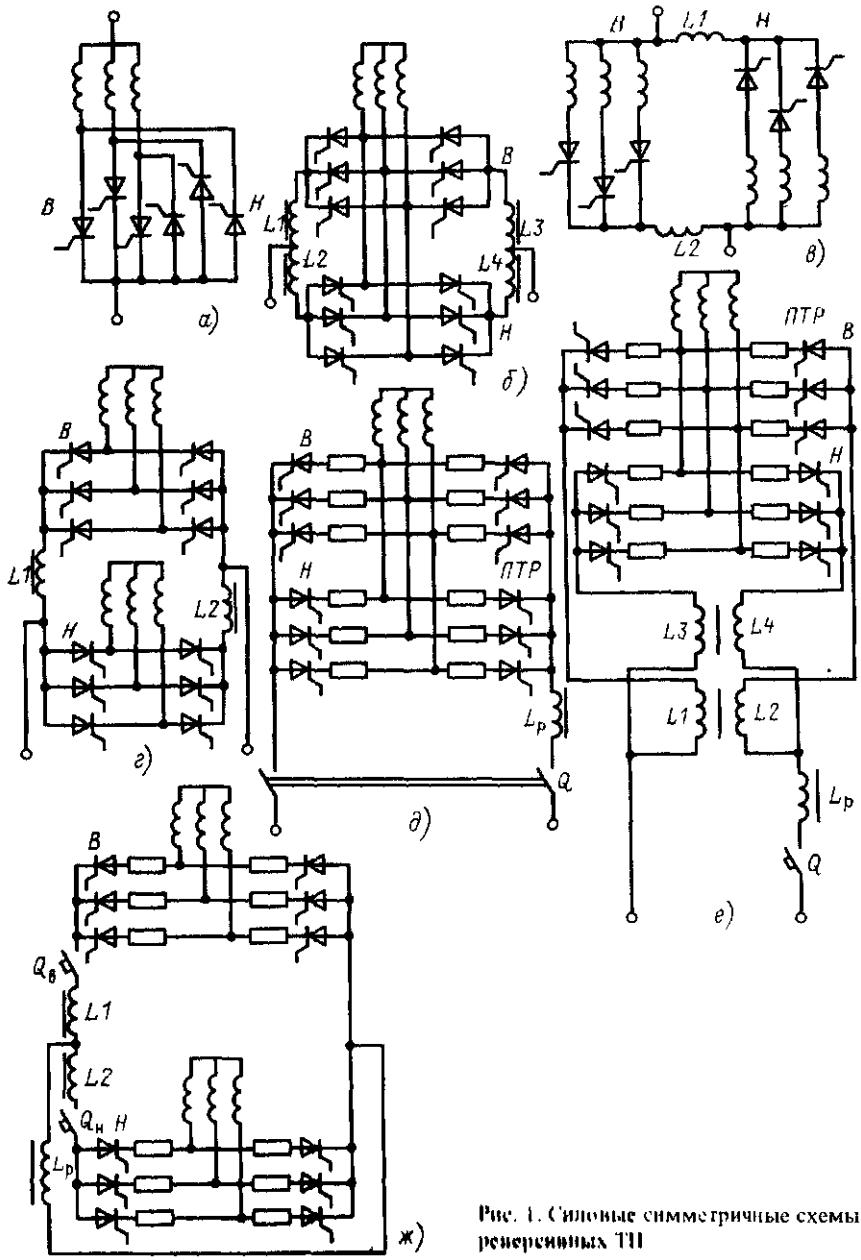


Рис. 1. Силовые симметричные схемы реверсивных ТП

В схеме на рис. 1, *б* в уравнительных контурах предусмотрено четыре реактора *L1–L4*. Такая схема применяется при использовании насыщающихся реакторов. При протекании рабочего тока через один комплект тиристоров, например, его реакторы *L1* и *L3* насыщаются, а уравнительный ток ограничивается реакторами *L2* и *L4*, включенными в цепи неработающего комплекта *Н*. Преобразователь с магнитосвязанными реакторами показан на рис. 1, *е*.

Количество реакторов и их тип зависят от силовой схемы ТП с совместной системой управления комплектами тиристоров. В мощных ТП с совместным управлением комплектами тиристоров преимущественно применяют перекрестную схему (рис. 1, *г, ж*) с меньшим количеством реакторов, чем при встречно-параллельной схеме (рис. 1, *б, е*). Если используются ненасыщающиеся при протекании тока нагрузки реакторы, то применяют два реактора *L1* и *L2* (рис. 1, *ж*). Причем схема их включения такова, что один из реакторов всегда находится в контуре рабочего тока (*L1* или *L2*), а уравнительный ток ограничивают два реактора (*L1* и *L2*).

Как видно из рис. 1, *г* и *ж*, при перекрестной силовой схеме используются трехобмоточные трансформаторы, в то время как при встречно-параллельной – двухобмоточные трансформаторы или разделительные реакторы (рис. 1, *б, е*).

В ТП с раздельной системой управления комплектами тиристоров, как правило, используется встречно-параллельная схема включения тиристоров.

1.2. Схемы управления

При совместном управлении ТП схемы подразделяются на одноканальные (рис. 2) [4, 5] и двухканальные (рис. 3 и 4) [14, 21].

Как видно из рис. 2, хотя одноканальные схемы и отличаются простотой по сравнению с двухканальными схемами рис. 3 и 4, но так как в комплект системы управления одноканальных схем не входят регуляторы уравнительного тока, то из-за неидентичности характеристик двух комплектов системы импульсно-фазового управления (СИФУ), пульсаций напряжений на их входах и асимметрии импульсов, а также из соображений исключения аварийных режимов при бросках уравнительного тока $I_{ур}$ в динамике при реверсировании регулировочные характеристики согласуют в точке, значительно отличающейся от $\alpha_0 = 90^\circ$ в сторону больших углов (α_0 – начальная точка регулировочной характеристики) [33].

При несогласованном управлении напряжение инверторного комплекта значительно превышает напряжение выпрямительного. Это получают посредством начального рассогласования их характеристик (углы управления $\alpha_в + \alpha_и > 180^\circ$). Однако при этом возникает зона нечувствительности в регулировочной характеристике ТП, ухудшающая

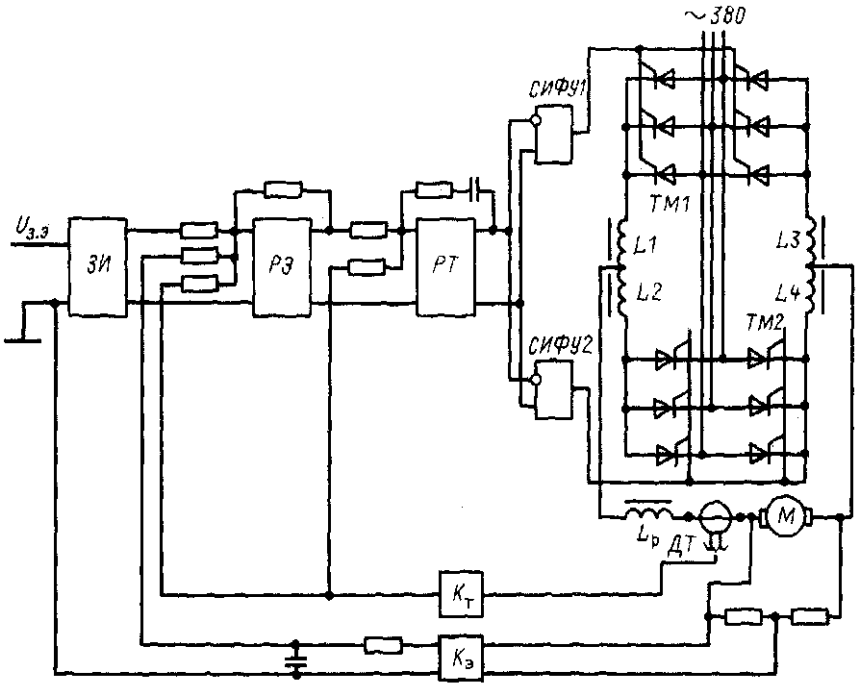


Рис. 2. Функциональная одноканальная схема регулирования электропривода:
ЗИ – задатчик интенсивности; *РТ, РЭ* – регуляторы тока; *ТМ1, ТМ2* – тиристорные мосты (комплекты "Вперед" и "Назад"); *М* – двигатель; $U_{з.э}$ – задание ЭДС; $K_т$, $K_э$ – коэффициенты обратной связи по току и ЭДС

динамику привода (появляется зона прерывистых токов) [19]. Предельным случаем несогласованного совместного управления является согласование с максимальным углом $\alpha_0 = \alpha_{и\,max}$.

Случай рассогласования регулировочных характеристик ТП представлен на рис. 5 (штрихпунктирная линия).

Двухканальные схемы с совместным несогласованным управлением имеют все недостатки одноканальных схем, не сохраняя преимуществ, которые имеют схемы совместного согласованного управления в части регулировочных и внешних характеристик, поскольку в их состав при системе несогласованного совместного управления не входят регуляторы уравнительного тока.

На рис. 3 и 4 представлены схемы совместного согласованного управления с регуляторами уравнительного тока. Для них обеспечивается соотношение $2\alpha_0 = \alpha_н + \alpha_и = 180°$ (рис. 5, сплошная линия). Такие схемы применяются в приводах, к динамике которых предъявляются повышенные требования, в частности в следящих и позицион-

ных приводах (летучие ножницы, нажимные винты), а также в главных приводах непрерывных станов холодной прокатки [14].

На рис. 3 показана двухканальная система управления с неперекрестными обратными связями по току. Регулятор уравнительного тока здесь в явном виде отсутствует, регулирование уравнительного тока выполняют регуляторы тока (РТ) *РТ1* или *РТ2*. Если какой-либо комплект тиристоров, например *ТМ1*, включен в выпрямительном режиме, то регулятор *РТ1* работает как регулятор рабочего и уравнительного тока, а регулятор *РТ2* комплекта *ТМ2*, работающего в инверторном режиме, выполняет функцию регулятора уравнительного тока. Резистор $R_к$ и конденсатор *С* улучшают работу схемы в динамике [27]. Минимальное количество контуров уравнительного тока и их регуляторов в двухканальной схеме с согласованным совместным управлением определяется силовой схемой ТП. В рассматриваемой перекрестной силовой схеме только один контур уравнительного тока $I_{ур}$, что упрощает построение системы регулирования. В схеме два регулятора то-

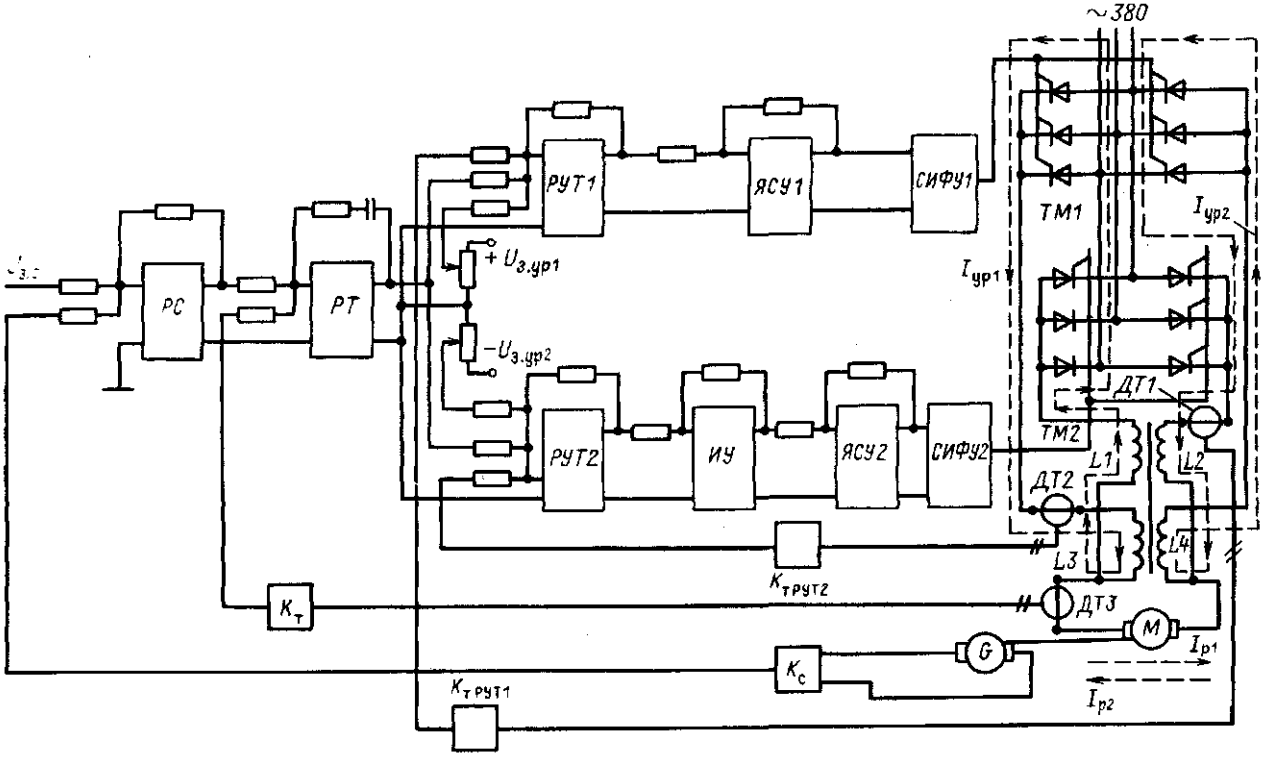


Рис. 4. Функциональная двухканальная схема регулирования электропривода с перекрестными обратными связями по току:

РУТ1, РУТ2 – регуляторы уравнительного тока; *ЯСУ1, ЯСУ2* – ячейки согласования; *ИУ* – инвертирующий усилитель; *G* – тахогенератор; $K_{т\,РУТ1}$, $K_{т\,РУТ2}$, $K_с$ – коэффициенты усиления первого и второго уравнительных контуров по скорости

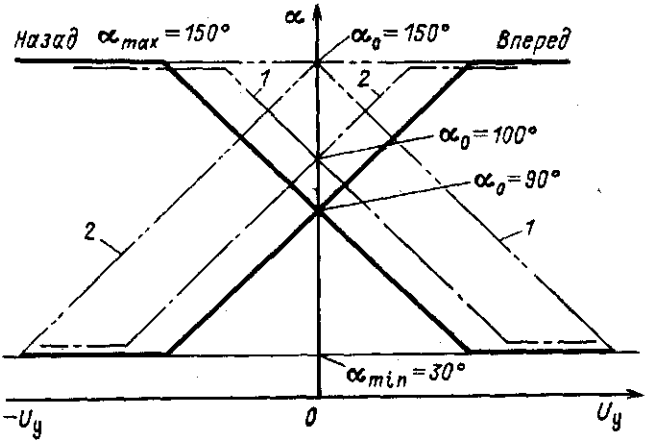


Рис. 5. Регулировочные характеристики ТП

(*1, 2* – тиристорные мосты *ТМ1* и *ТМ2*): —— – согласованное управление; — · — – несогласованное управление; — · · — – предельный режим

ка и два контура регулирования рабочего тока. Для регулирования уравнительного тока не требуется других регуляторов.

Встречно-параллельная силовая схема ТП (см. рис. 4) имеет два контура уравнительного тока $I_{ур1}$ и $I_{ур2}$. Система управления этого ТП выполнена с перекрестными обратными связями по току и в ней, кроме двух регуляторов уравнительного тока *РУ1* и *РУТ2*, необходим третий регулятор – регулятор общего тока *РТ*.

Следует отметить, что встречно-параллельная силовая схема включения при совместном управлении комплектами тиристоров, как правило, требует для регулирования уравнительного тока не менее трех регуляторов.

В системе управления ТП с неперекрестными связями требуется применение трех регуляторов уравнительного тока, для чего анодная и катодная группы одного из тиристорных мостов выполнены с индивидуальными СИФУ: *СИФУ2* и *СИФУ3* на рис. 6, с которыми работают соответствующие регуляторы. Третий регулятор уравнительного тока работает совместно с *СИФУ 1* [25].

Из сравнения схем на рис. 3 и 4 видно, что отказ от применения трехобмоточных трансформаторов в системах совместного управления приводит к усложнению системы управления. К защите в схемах с совместным управлением предъявляются более высокие требования в части ее быстродействия по сравнению со схемами с раздельным управлением.

В схемах ТП с раздельным управлением отпадает необходимость в регуляторах уравнительного тока, но появляется логическое пере-

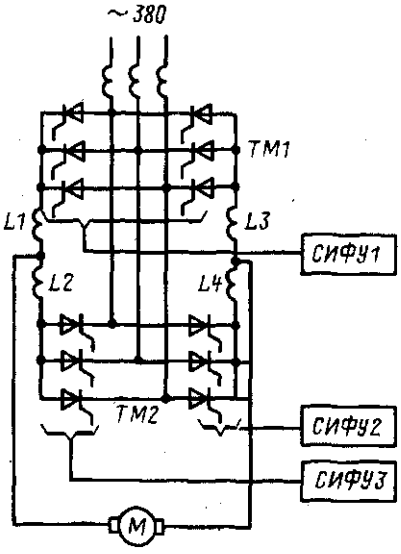


Рис. 6. Функциональная схема управления ТП от трех комплектов СИФУ

ключающее устройство (ЛПУ) комплектами тиристоров, что в некоторой степени усложняет и удорожает систему управления при наличии двух комплектов СИФУ. В настоящий момент имеется тенденция перехода от двух комплектов СИФУ в системе раздельного управления к одному. В частности, ПО "Преобразователь" использует схему с одним СИФУ.

2. Достоинства и недостатки ТП с раздельным и совместным согласованным управлением комплектами тиристоров

Основным преимуществом ТП с раздельным управлением является отсутствие токоограничивающих реакторов на стороне выпрямленного напряжения, а также использование двухобмоточных трансформаторов, что значительно снижает габариты и массу ТП, а также стоимость всего агрегата в целом по сравнению с ТП с совместным согласованным управлением. Значительно упрощается схема ТП с раздельным управлением вследствие отсутствия датчиков и регуляторов уравнительного тока. Кроме того, снижается вероятность опрокидывания инвертора, так как инверторные группы работают только в режиме рекуперации тока в сеть и исключается возможность появления уравнительного динамического тока. Раздельное управление позволяет полнее использовать ТП по напряжению. Облегчаются задачи защиты ТП. Снижается влияние помех.

К недостаткам ТП с раздельным управлением следует отнести: 1) наличие зоны нечувствительности при переключениях с одного комплекта тиристоров на другой; 2) наличие аппаратной бестоковой паузы между моментом снятия импульсов с одного комплекта тиристоров и подачей их на другой комплект; 3) вероятность работы электропривода в режиме прерывистого тока.

Достоинством систем с совместным согласованным управлением является отсутствие перечисленных недостатков. Для иллюстрации на рис. 7, *а–е* показаны регулировочные и внешние характеристики

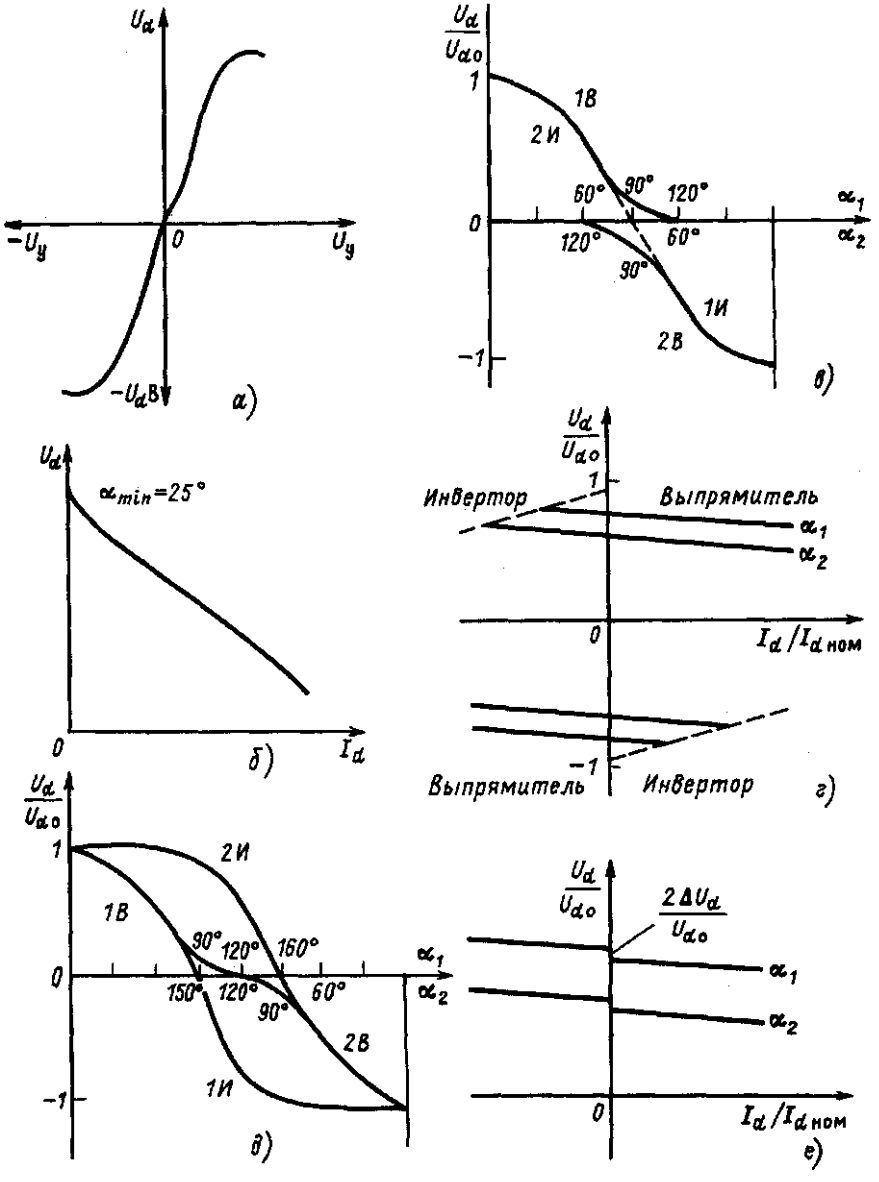


Рис. 7. Регулировочные (*а, в, д*) и внешние (*б, г, е*) характеристики при различных способах управления:

а, б – раздельное; *в, г* – совместное согласованное ($\alpha_0 = 90°$); *д, е* – совместное рассогласованное ($\alpha_0 = 120°$)

ТП типа АТР 500/460. Как видно, в характеристике ТП с совместным согласованным управлением отсутствует зона нечувствительности. Ввиду того что схема с совместным согласованным управлением позволяет осуществить регулирование уравнительного тока, можно полностью исключить зону прерывистого тока.

Совместное управление может быть целесообразным для уменьшения потребляемой тиристорными электроприводами реактивной мощности. Это достигается регулированием уравнительного тока в функции тока нагрузки. Для придания ТП с раздельным управлением достоинств ТП с совместным управлением в настоящее время разработаны различные варианты специальных схемных решений, используемых в системах управления тиристорными электроприводами. Развитие микроэлектроники позволило создать надежные быстродействующие системы раздельного управления. Разработка адаптивных регуляторов, создание в контуре тока внутренних контуров по напряжению и току и другие усовершенствования позволили получить динамические характеристики ТП с раздельным управлением, приближающиеся к характеристикам ТП, имеющих совместное управление комплектами тиристоров. Более подробно об этом будет сказано в гл. 3 и 4.

Глава вторая

СХЕМЫ РЕВЕРСИВНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

3. Состав и требования к ТП с раздельным управлением

В основе принципа действия ТП с раздельным управлением комплектами тиристоров лежит логическое переключающее устройство (ЛПУ) [1, 23, 27]. Преобразователи с раздельным управлением изготовляются с однокомплектной (рис. 8, *а*) и двухкомплектной (рис. 8, *б*) СИФУ. Хотя схемы двухкомплектных СИФУ не имеют устройств для переключения управляющего напряжения ТП в зависимости от выбранного для работы комплекта тиристоров, однокомплектные СИФУ имеют преимущество перед ними, так как в большей степени снижается количество элементов схемы, что приводит к уменьшению стоимости и повышению надежности.

На схемах показаны кроме ЛПУ и другие элементы, обеспечивающие работу ТП с раздельным управлением. К ним относятся: датчик нулевого тока *ДНТ*, формирователь *F*, преобразующий аналоговый сигнал U_S в логический i_S, управляющий переключением тиристорных мостов *ТМ1* и *ТМ2*; $U_у$ сигнал управления ТП.

Логическое переключающее устройство должно обеспечивать:

запрет появления импульсов одновременно в двух комплектах тиристоров;

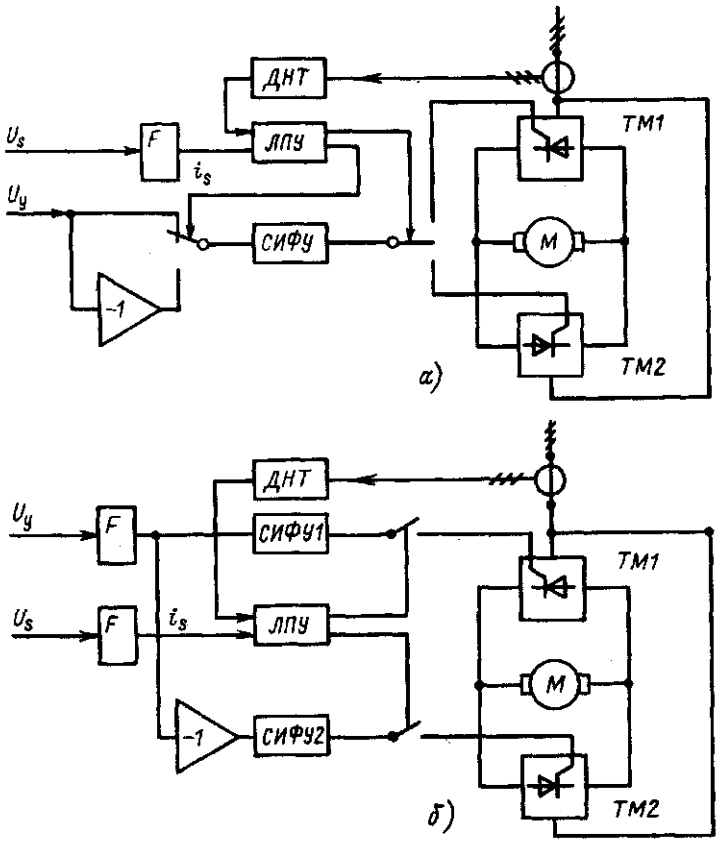


Рис. 8. Структурные схемы ТП с раздельным управлением и одноканальной (*а*) и двухканальной (*б*) СИФУ

выбор комплекта тиристоров, на который должны быть поданы управляющие импульсы, в зависимости от требуемого направления тока электропривода;

запрет включения другого комплекта до тех пор, пока в ранее работавшем комплекте протекает ток;

создание временной задержки между моментом снятия импульсов с ранее работавшего комплекта и моментом подачи импульсов на вновь включаемый в работу.

Эти требования определяют алгоритм работы ЛПУ.

4. Схемная реализация алгоритмов работы ЛПУ

На рис. 9, *а* представлена схема ЛПУ при применении сигналов от двух датчиков тока: b_1 и b_2 – логические сигналы управления тиристорными мостами на выходе схемы, при $b_1 = 1$ работает тиристорный мост *ТМ1*, а при $b_2 = 1$ *ТМ2*; i_1 и i_2 – сигналы датчиков тока; i_s – сигнал, задающий направление тока.

Как видно из схемы, при $i_s = 1$ и $i_2 = 0$ $b_1 = 1$, а при $i_s = 0$ и $i_1 = 0$ $b_2 = 1$.

Схема рис. 9, *а* может быть описана логическими уравнениями алгебры логики:

$$b_1 = (i_s + i_1)\overline{i_2}; \qquad (1)$$

$$b_2 = (\overline{i_s} + i_2)\overline{i_1}. \qquad (2)$$

Анализ уравнений показывает возможность выполнения требований, приводимых в § 3.

Не могут быть поданы одновременно сигналы, разрешающие работу обоих комплектов *ТП*.

Предположим, что одновременно поданы сигналы $b_1 = 1$ и $b_2 = 1$. Тогда на основании (1) и (2):

$$(i_s + i_1)\overline{i_2} = 1; \quad (\overline{i_s} + i_2)\overline{i_1} = 1.$$

Из условий (1), (2) следует, что $\overline{i_2} = 1$ и $\overline{i_1} = 1$, а $i_2 = 0$ и $i_1 = 0$. Но при $i_1 = 0$ $\overline{i_s} = 1$, а при $i_2 = 0$ $i_s = 1$.

i_s не может быть равно $\overline{i_s}$, т.е. предположение о возможности подачи сигналов одновременно на b_1 и b_2 неверно.

Выбор комплекта (*ТМ1* или *ТМ2*) при подаче отпирающих импульсов обеспечивает нужное направление тока. Действительно, согласно (1) и (2) при $i_2 = 0$ и $i_s = 1$

$$b_1 = (1 + i_1)1 = 1; \quad b_2 = (0+0)\overline{i_1} = 0.$$

При изменении состояния переключающего сигнала ($\overline{i_s} = 1$ и $i_1 = 0$):

$$b_1 = (0 + 0)\overline{i_2} = 0; \quad b_2 = (1 + i_2)1 = 1.$$

Запрет на переключение комплектов ТП при изменении полярности переключающего сигнала и наличии тока в работающем комплекте осуществляется следующим образом:

если при $i_s = 1$ работает *ТМ1*: $b_1 = 1$, $i_1 = 1$, а $b_2 = 0$ и $i_2 = 0$, то при изменении задающего сигнала в состояние $i_s = 0$ при $i_1 = 1$ из (1) и (2) получаем:

$$b_1 = (0 + 1)1 = 1; \quad b_2 = (1 + 0)0 = 0,$$

т.е. переключение не произойдет и в работе останется *ТМ1* до тех пор, пока ток якоря не снизится до нуля. Тот же результат может быть получен при работе *ТМ2* и переключении сигнала i_s с 0 в 1.

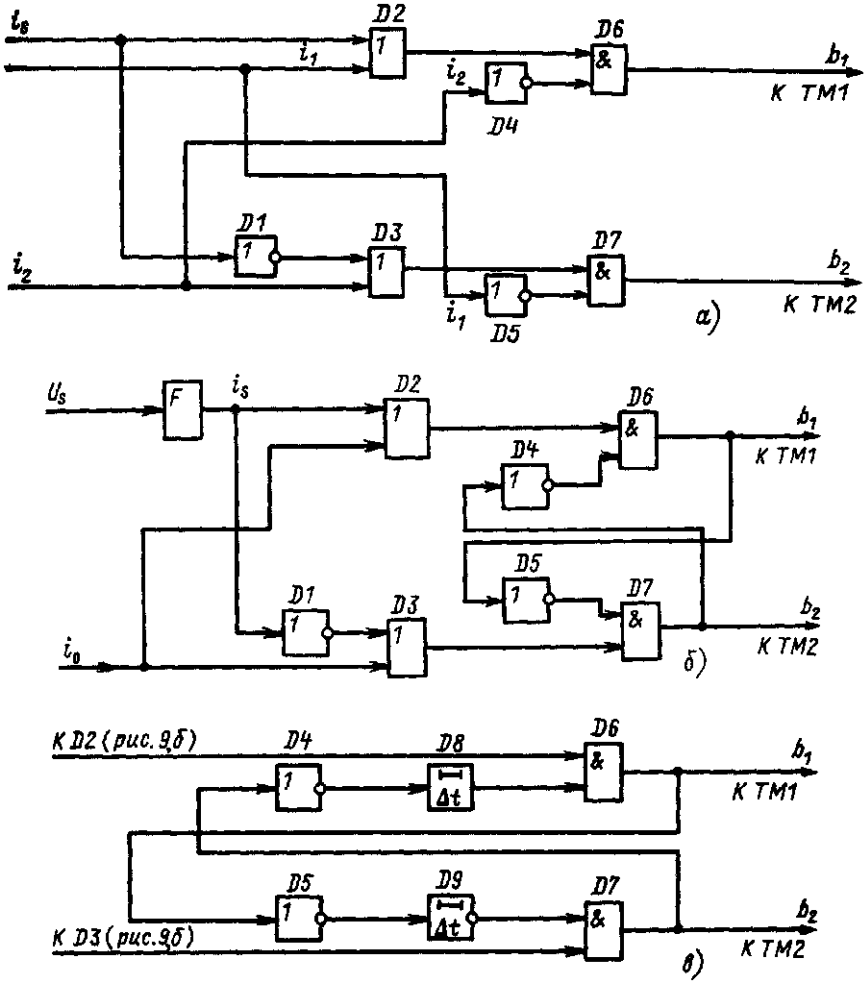


Рис. 9. Функциональные схемы ТП с раздельным управлением при использовании двух сигналов по току (*а*), одного сигнала по току (*б*) и элементов задержки (*в*)

При использовании одного сигнала от датчика тока схема ЛПУ представлена на рис. 9, *б*. При этом i_0 — ток на выходе датчика тока при работе первого и второго комплектов ТП. Работу схемы определяет алгоритм:

$$(i_s + I_0)\,\overline{b_2} = b_1; \tag{3}$$

$$(\overline{i_s} + I_0)\,\overline{b_1} = b_2. \tag{4}$$

Проводя анализ так же, как и ранее, можно получить выводы, аналогичные тем, которые получены для (1) и (2). И в схеме рис. 9, *б* в работу не могут быть включены два комплекта. Предположим, как и для схемы рис. 9, *а*, что $b_1 = 1$ и $b_2 = 1$, тогда согласно (3) и (4):

$$(i_s + i_0)\overline{b_2} = 1; \quad (\overline{i_s} + i_0)\overline{b_1} = 1.$$

Откуда $\overline{b_2} = 1$ и $\overline{b_1} = 1$ и, значит, $b_2 = 0$ и $b_1 = 0$, что противоречит ранее принятому условию.

Выбор работающего комплекта определяет состояние сигнала i_s. Если $i_s = 1$, а $i_0 = 0$, то из (4) $b_2 = (0+0) = 0$ и тогда из (3) $b_1 = (1+0)1 = 1$.

При наличии тока в работающем комплекте ТП и изменении состояния i_s переключения не произойдет. Если до переключения работает *ТМ1* и $i_s = 1$, $i_0 = 1$, $b_1 = 1$, а $b_2 = 0$, то после изменения состояния переключающего сигнала $i_s = 0$. Если по-прежнему $i_0 = 1$, а $\overline{b_2} = 1$, то согласно (3) $b_1 = (0+1)1 = 1$ и, согласно (4) $b_2 = (1+0)0 = 0$.

После того как i_0 станет равным нулю, $b_1 = (0+0)\overline{b_2} = 0$, а $b_2 = (1+0)1 = 1$.

Условия временной задержки могут быть реализованы в схемах 9, *а* и *б*, если осуществить выдержку времени включения сигналов b_1 и b_2. На схеме рис. 9, *в* показано, что такая задержка может быть выполнена в схеме рис. 9, *б*. Элементы задержки *D8* и *D9* имеют выдержку времени при изменении сигналов b_1 или b_2 с 0 на 1 и действуют мгновенно при изменении их состояния с 1 на 0. Время задержки обеспечивает паузу при переключении мостов и определяется чувствительностью датчика тока и временем восстановления запирающих свойств тиристоров.

5. Варианты схем раздельного управления комплектами ТП

Сигналы переключения комплектов ТП для разных схем исполнения силовой части ТП и систем раздельного управления формируются по-разному.

5.1. Тиристорный преобразователь, питающий обмотки возбуждения двигателей

Для ТП, питающих обмотки возбуждения двигателей, в качестве сигнала переключения можно использовать сигнал задания напряжения ТП, так как в этом случае установившемуся току возбуждения определенной полярности соответствует определенная полярность сигнала задания $U_у$ напряжения ТП, определяющего знак этого напряжения. Функциональная схема управления ТП для этого случая представлена на рис. 10, *а*.

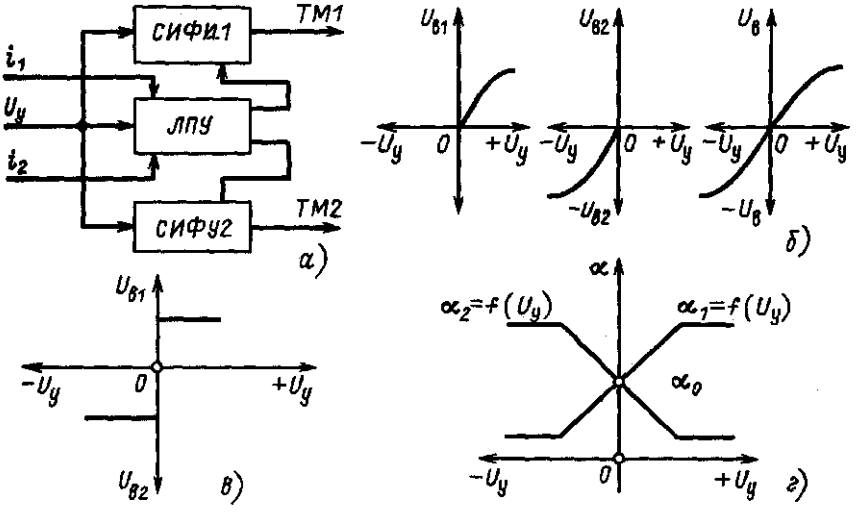


Рис. 10. Логическое переключающее устройство ТП с раздельным управлением для обмотки возбуждения электродвигателя:

а – функциональная схема; *б* – регулировочная характеристика ТП цепи возбуждения; *в* – характеристика сигнала переключения комплектов ТП; *г* – согласование регулировочных характеристик ТП

Напряжение U_y и его полярность обеспечивают условия, когда при одном работающем комплекте другой обязательно отключен (характеристика ТП этого типа – на рис. 10, *б*). Схема должна включать выпрямительный комплект в соответствии со знаком результирующего сигнала управления, определяющего напряжение обмотки возбуждения и его полярность. Следовательно, ЛПУ может управляться тем же результирующим сигналом управления, который подается на вход СИФУ. Возбудитель с такой структурной схемой может рассматриваться как универсальное устройство, которое производит отключение одного комплекта и включение другого комплекта при одинаковом значении управляющего напряжения, когда выходные напряжения обоих комплектов ТП равны нулю. Он должен иметь характеристику порогового реле (рис. 10, *в*).

Равенство нулю выходного напряжения ТП при выбранной нагрузке соответствует определенному углу управления. Следовательно, для цепи возбуждения требуется сопряжение характеристик комплектов $\alpha = f(U_y)$ при этом значении угла и обеспечение их переключения в точке пересечения характеристик (рис. 10, *г*). Переключение при равных углах регулирования, но отличных от заданного приводит к появлению зоны нечувствительности или ограничению минимального выходного напряжения. Переключение при неравных углах регулирования

приводит к несимметричным искажениям характеристик. Однако и при условии правильного сопряжения фазовых характеристик комплектов ТП регулировочная характеристика возбудителя может иметь существенный недостаток: неоднозначность в статике и динамике в выпрямительном и инверторном режимах. Это может происходить, когда реальная регулировочная характеристика $U_d = f(\alpha)$ существенно отличается от косинусоиды. Тогда одному значению напряжения управления соответствуют разные выходные напряжения в выпрямительном и инверторном режимах. Желательно, чтобы влияние факторов, вызывающих отклонение характеристик $U_d = f(\alpha)$ от косинусоиды (шунтирующие нагрузку активные сопротивления, защитные RC-цепи), было сведено к минимуму.

Переключение комплектов может производиться мгновенно; но, очевидно, только при идеальном датчике тока, фиксирующем проводящее состояние тиристоров. Если датчик тока обладает порогом чувствительности, но необходима пауза между отключением одного комплекта и включением другого. За это время ток работающего комплекта должен уменьшиться до нуля, а тиристоры – восстановить свои запирающие свойства. Задержка на переключение комплектов, рекомендованная [1], должна быть не менее 6–10 мс (по другим источникам – меньше). Согласно [1], чувствительность датчика тока, при котором обеспечивается надежное запирание тиристора, определяется по формуле

$$I_г / I_{в.ном} = 1{,}67 \cdot 10^{-3} \ (K_ф / T),$$

где $I_{в.ном}$ – номинальный ток возбуждения; $I_г$ – минимальное значение контролируемого гасящего тока (порог чувствительности датчика тока); $K_ф = U_{в\,max} / U_{в,ном}$ – коэффициент кратности форсировки; T – постоянная времени цепи нагрузки.

При шунтировании обмотки возбуждения балластным резистором

$$R_б = U_г / U_{в.ном} = 0{,}52 \ (K_ф / K_б),$$

где $K_б = R_б / R$; R – сопротивление обмотки возбуждения; $U_г$ – гасящее напряжение при включении балластного резистора.

5.2. Тиристорный преобразователь, питающий якорную цепь двигателя постоянного тока

При питании якорной цепи двигателя направление тока в установившемся режиме определяется соотношением текущих значений ЭДС ТП E_d и двигателя $E_д$. В общем случае сигнал i_s, включающий тот или иной комплект, в зависимости от необходимого направления тока, равен $i_s = f(E_d, E_д)$.

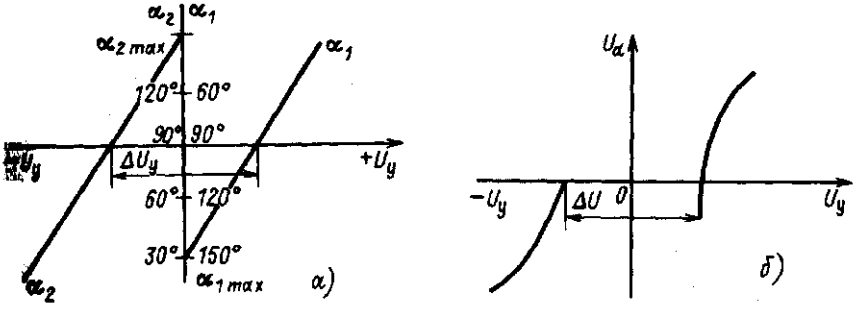


Рис. 11. Характеристика реверсивного ТП для цепи якоря двигателя: – $\alpha = f(U_y)$; б – $U_d = f(U_y)$

Значение $E_д$ в общем случае определяется нагрузкой двигателя и не зависит однозначно от напряжения управления ТП. Поэтому одному знаку ЭДС ТП могут соответствовать установившиеся токи обоих направлений.

С учетом требования получения универсальной структуры ТП (при управлении комплектами ТП от U_y) существует три способа переключения комплектов: позиционный, сканирующий и комбинированный.

Позиционные системы. Позиционные системы характеризуются тем, что для переключения комплектов ТП используется сигнал задания направления тока электропривода. Нельзя в качестве переключающего сигнала, как в ТП для возбуждения двигателя, использовать сигнал управления U_y, так как одному знаку напряжения ТП в рассматриваемом случае могут соответствовать токи обоих направлений и, наоборот, одному направлению тока могут соответствовать обе полярности выходного напряжения. И поэтому если для переключения комплектов управления напряжением ТП используется один и тот же сигнал, то для обоих направлений каждого комплекта вся используемая часть его фазовой характеристики должна соответствовать одному знаку переключающего сигнала. Поэтому характеристики комплектов могут быть совмещены только в крайних точках инверторного режима (рис. 11, *а*). Такой способ управления имеет следующие недостатки:

при работе ТП в замкнутой системе получение высокого качества регулирования напряжения затруднительно из-за неблагоприятной регулировочной характеристики $U_d = f(U_y)$, обладающей большой зоной нечувствительности (рис. 11, *б*);

ТП не может работать в разомкнутых системах, так как не обеспечивается режим торможения без изменения знака сигнала задания.

В современных тиристорных электроприводах с системой подчиненного регулирования, выполненной на УБСР, в качестве сигнала переключения U_s используется сигнал, сформированный на основе

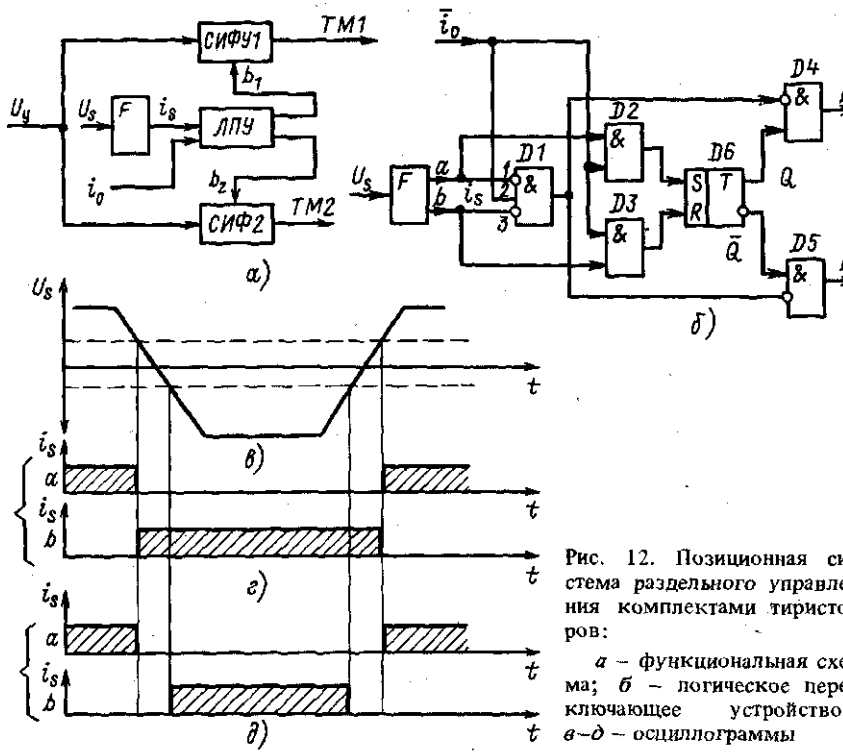


Рис. 12. Позиционная система раздельного управления комплектами тиристоров:

а – функциональная схема; *б* – логическое переключающее устройство; *в–д* – осциллограммы

сигнала задания тока $U_{зi}$, который определяет как значение, так и направление тока. Поэтому несколько облегчаются условия согласования характеристик, так как при переключении комплектов необходимая зона регулирования определяется сигналом управления $U_у$ СИФУ, который в общем случае и по значению, и по полярности может отличаться от сигнала $U_{зi}$, производящего переключение комплектов и зависящего от тока нагрузки и его полярности. Вместе с тем согласование характеристик двух комплектов в этом случае производится при углах α_0, больших 90°, и при $\alpha_в + \alpha_н > 180°$. Обычно $\alpha_0 = 120°$, что обусловлено требованием повышения надежности работы электропривода, вытекающим из особенностей систем с раздельным управлением комплектами, о которых будет сказано в гл. 3. Следствием согласования характеристик $\alpha_0 \geqslant 90°$ является наличие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике позиционных систем с раздельным управлением, что приводит к ухудшению динамики электропривода. Функциональная схема позиционной системы управления комплектами ТП показана на рис. 12, *а*, а ее ЛПУ – на рис. 12, *б*. В зависимости от характеристики позиционного реле (фор-

мирователя F) возможно двух- или трехпозиционное регулирование. При двухпозиционном регулировании и $U_s = 0$ отключен один комплект ТП, при трехпозиционном регулировании и $U_s = 0$ отключены оба комплекта. Для обоих случаев, когда включен один комплект, другой обязательно выключен. На рис. 12, *в–д* показаны осциллограммы сигналов: U_s на входе (рис. 12, *в*) и i_s – на выходе формирователя при двухпозиционном (рис. 12, *г*) и трехпозиционном (рис. 12, *д*) регулировании.

Сигналы с выхода формирователя F, как видно из схемы рис. 12, *б*, проходят на инверсные входы элемента *D1* и прямые входы элементов *D2* и *D3*.

При двухпозиционном F и сигнале логическая * 1 на одном из его выходов (*a* или *b*) на выходе *D1* сигнал логический * 0, независимо от значения тока якоря i_0, при этом разблокируются элементы *D4* и *D5* имеющие инверсные входы.

Если отсутствует ток (на входе $\overline{i_0}$ – 1 и на выходе *a* формирователя F – 1), то на выходе элемента *D2* и входе S триггера *D6* – 1, а на его входе R – 0, так как на выходе *b* формирователя F – 0 и, следовательно, на выходе элемента *D3* также 0.

При такой комбинации сигналов с триггера *D6* на прямой вход *D4* придет 1 и на выходе b_1 будет 1. Работает первый комплект ТП. В то же время на прямой вход *D5* с инверсного выхода *D6* приходит 0, и на его выходе b_2 будет 0.

При изменении сигналов выходов *a* и *b* на противоположные и отсутствии тока сигналы на *D2* и *D3*, на выходе триггера *D6* и выходах *D4* и *D5* также изменяются на обратные. Теперь на b_2 будет 1, а на b_1 – 0. Если до изменения сигналов на выходах *a* и *b* в цепи якоря первого комплекта ТП протекает ток (на $\overline{i_0}$ – 0), то после изменения выхода F реверсирование схемы не произойдет, так как на входах *D2* и *D3* по каналу блокировки по току 0 и на оба входа триггера *D6* приходит логический 0. После спадания тока до нуля на выходе *b* – 1 и *a* – 0, на вход R триггера *D6* приходит 1, а на его вход S – 0, тогда происходит переключение триггера *D6* в новое состояние, при котором на выходе b_2 будет 1, а на b_1 – 0.

В трехпозиционной схеме F, при определенных значениях входного сигнала U_s меньших порогового (рис. 12, *в*), на обоих выходах *a* и *b* сигнал равен 0 (рис. 12, *б*).

При отсутствии тока на $\overline{i_0}$ будет 1, на входе *2* элемента *D1* также 1, заблокированы элементы *D4* и *D5* и на выходах b_1 и b_2 – 0. Если до снижения сигнала U_s меньше значений границ зоны, где *a* – 0 и *b* – 0, в одном из комплектов ТП протекал ток, то при нулевом задании скорости на выходе *D1* будет сохраняться 0 и ранее включенный комплект будет продолжать работать до исчезновения тока якоря.

---

*Здесь и далее для сокращения записи слова "логическая" и "логический" опускаются.

На рис. 13, *а, б* представлены структурные схемы ЛПУ с позиционным переключением. На рис. 13, *а* приведена схема ЛПУ преобразователя типа АТР-1000 ПО "Преобразователь", а на рис. 13, *б* – схема ЛПУ преобразователя типа ТПР-3 ПО "ХЭМЗ".

В схеме трехпозиционной логики ТП типа АТР 1000 используется трехпозиционное реле направлений *РН*. Оно предназначено для определения знака погрешности скорости (или ЭДС). Реле направления преобразует аналоговый сигнал, поданный с выхода регулятора скорости как задание регулятору тока $U_{зi}$ в цифровой i_s.

Сигнал на ячейку раздельного управления *ЯРУ2* подается через реле направления *РН*, что необходимо для разделения потенциалов системы регулирования электропривода САР и системы управления ТП. Реле состоит из усилителей-формирователей выходного сигнала обеих полярностей. Оно имеет выходы *1–3*.

Если напряжение, поступающее на вход *РН* из САР электропривода превышает уставку зоны нечувствительности реле, то в зависимости от знака $U_{зi}$ на выходе *1* или *2* появляется 1, что указывает на необходимость включения соответствующего тиристорного моста. На выходе *3* при этом устанавливается 0.

Если напряжение на выходе *РН* меньше зоны нечувствительности, то *РН* остается в нейтральном положении и на выходе *3* появляется 1, а на выходах *1* и *2* – 0. Это приводит к отключению обоих комплектов ТП, что позволяет исключить ползучую скорость при нулевом задании скорости.

Трехпозиционная логическая схема работает следующим образом. Допустим, что в начальный момент времени при работе *ТМ1* протекает непрерывный ток i_d. При изменении полярности сигнала задания скорости электропривода сигнал задания тока также меняет полярность. При $U_{зi}$ по модулю меньше зоны нечувствительности на выходах *1, 2* будет 0. Затем при увеличении $U_{зi}$ на входе *2* появится 1. Этот сигнал подается на элемент *D9*. При уменьшении напряжения *ТП* до значения $U_d < E_a$ ток в *ТМ1* исчезает, и датчик запирания мостов *ДЗМ* выдает сигнал 1. При отсутствии в этот момент импульса с блока выходных каскадов *БВК1* на выходе *D9* будет 1, которая через схему ИЛИ *D10* попадает на вход *R* триггера *D11*; и, так как на его вход *S* с выхода элемента *D3* приходит 0 (на входе элемента *U1* 0 и на выходе *D2* тоже 0), то на выходе триггера *D11* $\overline{Q}$ будет 1.

С выходе $\overline{Q}$ триггера *D11* сигнал 1 подается на задержку *D12*. Одновременно с его выхода *Q* логический 0 через задержку *D4* мгновенно будет подан на вход *D5*, и на выходе последнего установится 1, которая не позволит проходить импульсам через *D6*.

Логический 0, поданный с выхода *Q* триггера *D11* в ячейку вводного устройства *ЯВУ*, заблокирует элемент *D15*, а 1 с выхода $\overline{Q}$ снимает блокировку с элемента *D16*, в результате чего измениться полярность сигнала управления на входе *СИФУ*. С выдержкой времени эле-

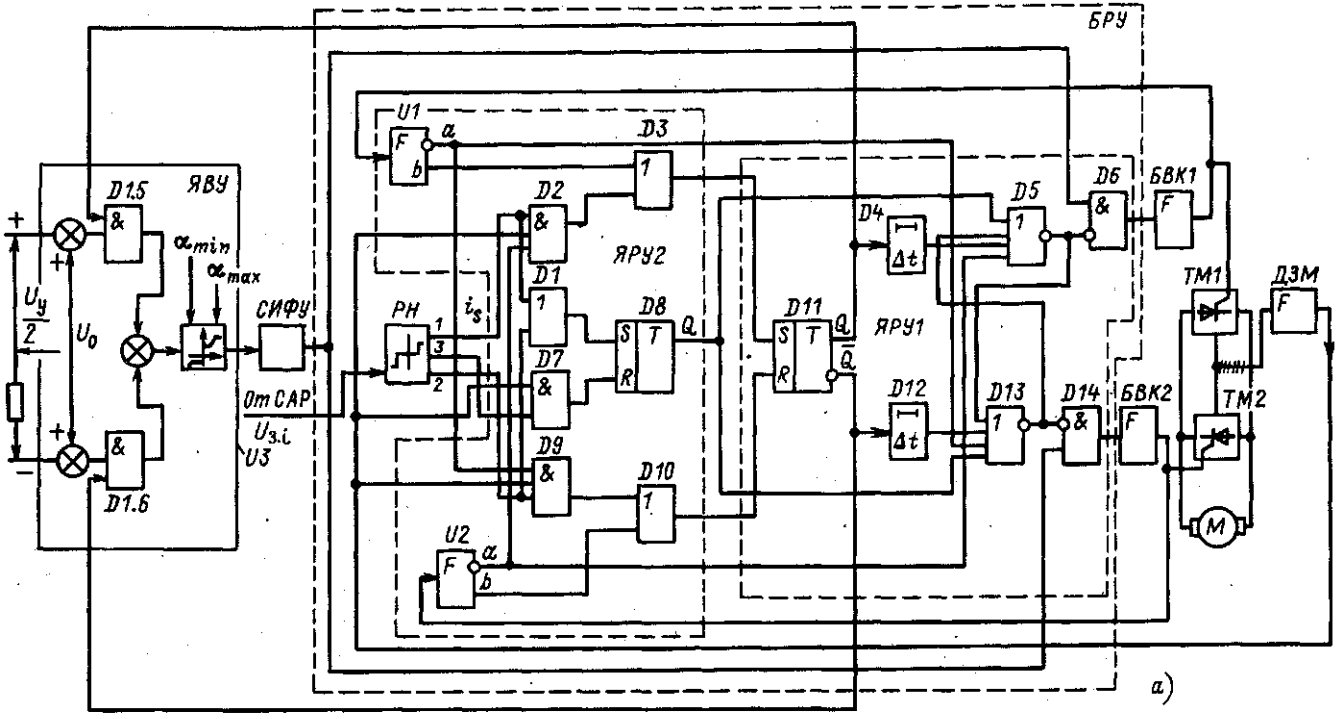


Рис. 13. Схемы ЛПУ:

а – ТП типа АТР ПО "Преобразователь", *б* – ТП типа ТПРЗ ПО, "ХЭМЗ"

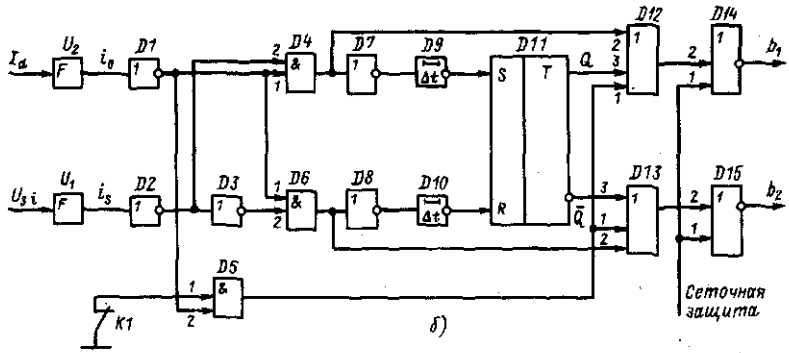


Рис. 13 (*б*)

мента задержки *D12* 1 будет подана на вход *D13*. Если на выходе *3РН* – 0, а на выходе *1* или *2* – 1, то на выходе триггера *D8* будет 1, так как на входе *R* – 0, приходящий через *D7* от выхода *3* реле *РН*, а на входе *S* – 1, приходящая через элемент ИЛИ *D1* с выхода *2* реле РН. При этом на всех входах элемента И–НЕ *D13* – 1 (с выходов *D5*, *D12*, *D8* и с выхода *a* элемента *U1*) и поэтому на его выходе – 0, а на выходе *D14* – 1 (в момент появления импульса) и импульсы с *СИФУ* в инверторном режиме начнут поступать в *БВК2*, и *ТМ2* включится в работу. Происходит торможение электропривода.

При задании на реверс импульсы на *БВК2* подаются в выпрямительном режиме после окончания торможения, и двигатель разгоняется в обратную сторону, так как сохраняется прежняя полярность сигнала $U_{зi}$. При изменении полярности сигнала $U_{зi}$ отключается *ТМ2* и включается *ТМ1*. Последовательность работы элементов схемы канала включения *ТМ1* аналогична описанной ранее работе элементов канала для включения *ТМ2*. Триггер *D8* служит для блокировки элементов *D5* и *D13* (*ТМ1* и *ТМ2*) при сигнале $U_{зi}$ в зоне нечувствительности *РН*, соответствующей нулевой погрешности регулятора скорости при отсутствии тока нагрузки. При этом на выходе *3* реле *РН* сигнал 1, а на выходах *1* и *2* – 0. Когда ток уменьшится до нуля на выходе датчика запирания мостов *ДЗМ* будет 1 и поэтому на выходе *D7* также 1, которая будет подана на вход *R* триггера *D8*. Так как на его входе *S* теперь 0 (на выходе *D1* – 0), то триггер изменит свое состояние и на его выходе *Q* тоже будет 0, который подается на входы элементов *D5* и *D13*. Это приведет к появлению 0 на выходах элементов *D6* и *D14* и к снятию импульсов с *БВК1* и *БВК2*, а также к устранению ползучей скорости двигателя при нулевом задании скорости. При достижении сигналом $U_{зi}$ порога срабатывания реле *РН* и появлении на его выходе *1* (*2*) логической 1 триггер *D8* переходит в исходное состояние и на его выходе *Q* теперь также 1, так как через элементы *D1* и *D7*

на его вход S подана 1, а на R – 0. Тогда *D6* (или *D14*) разрешит подачу импульсов на *БВК1* (*БВК2*). Следует отметить, что недостатком трехпозиционной логики, применяемой в системе управления АТР 1000, является то обстоятельство, что в некоторых случаях при работе электропривода на холостом ходу сигнал $U_{зi}$ по абсолютному значению может быть ниже порога срабатывания реле *РН*. Для таких случаев этот вариант ЛПУ нельзя применять, что и вытекает из рекомендаций завода-изготовителя.

В последнее время разработаны схемы, позволяющие использовать преимущества трехпозиционной системы ЛПУ для широкого класса тиристорных электроприводов. Эквивалентной по своему действию трехпозиционной логике, но более универсальной по применению следует считать рассматриваемую далее схему ЛПУ ПО ХЭМЗ, в которой применена двухпозиционная логика. Сигналом на переключение комплектов ТП является напряжение $U_{зi}$. Схемой предусмотрено снятие импульсов с ТП при нулевом задании скорости. Такой же принцип использует схема комбинированной логики ТП типа КТЭ с естественным воздушным охлаждением (ЕВО). Здесь также при нулевом задании на скорость снимаются импульсы управления ТП.

Ячейка узла *ЯВУ*, выполненная на элементах *D15*, *D16*, *U3* (рис. 13, *а*), предназначена для согласования сигнала с выхода задающего устройства с сигналом на входе в СИФУ, а также для согласования регулировочных характеристик комплектов ТП при α_0. Ячейка *ЯВУ* служит также для ограничения минимальных α_{min} и максимальных α_{max} углов управления ТП.

Согласование регулировочных характеристик обоих комплектов ТП с раздельным управлением осуществляется таким образом, чтобы выполнялись соотношения $\alpha_0 > 90°$ и $\alpha_в + \alpha_и > 180°$ так, чтобы при $U_у = 0$ напряжение инвертора превышало напряжение выпрямителя.

Для ТП с линейной зависимостью $\alpha = f(U_у)$ при двухкомплектной СИФУ изменение управляющего напряжения на $\Delta U_у$ приведет к изменению α на $\Delta\alpha_в$ для одного и на $\Delta\alpha_и$ – для другого комплекта. При этом $\Delta\alpha_в = \Delta\alpha_и$, что позволит исключить или уменьшить броски тока в цепи якоря двигателя в первый момент реверсирования ТП.

Полное равенство ЭДС инвертора ТП и ЭДС двигателя позволило бы совершенно избежать броска тока.

Следует отметить, что для систем с раздельным управлением ЭДС инвертора ТП при реверсировании может оказаться неравной ЭДС двигателя как из-за нелинейной зависимости $U_d = f(\alpha)$, особенностей внешней характеристики, наличия бестоковой паузы, так и по другим причинам.

Вместе с тем в современном тиристорном электроприводе с раздельным управлением используется ряд мер по устранению отрицательного влияния этих факторов: применение адаптивных регуляторов, имитирование регуляторов тока и скорости, разрыв прямой цепи на

входе в регулятор тока на момент бестоковой паузы (ПО "Преобразователь") и осуществление слежения за ЭДС двигателя в момент этой паузы (ПО ХЭМЗ).

Все перечисленные меры позволяют получить согласование характеристик ТП с раздельным управлением, идентичным согласованию характеристик ТП с совместным управлением. Так как ТП типа АТР-1000 имеет однокомплектную СИФУ, то для сохранения условий, аналогичных работе двухкомплектных СИФУ при реверсировании, необходимо одновременно с переключением комплектов ТП выполнять переключение полярности сигнала управления СИФУ. В АТР-1000 эту задачу решает ячейка ЯВУ, которая переключает напряжение управления в функции работы ЛПУ. Схема ЛПУ преобразователя типа *ТПР3*, имеющая двухпозиционную логику и блокировку при нулевом задании скорости, представлена на рис. 13, *б*. Логическое переключающее устройство работает следующим образом.

Аналоговые сигналы $U_{зi}$ и I_d преобразуются нуль-индикаторами *U1* и *U2* в дискретные сигналы i_s и i_0 соответственно. Если отсутствует авария от сеточной защиты на входах *1* элементов ИЛИ–НЕ *D14* и *D15* будет сигнал 0. При наличии сигнала задания скорости реле *K1* отключено, и 0 через его размыкающийся контакт будет подан на вход *1* элемента И *D5*, в результате чего появится 0 на входах *1* элементов ИЛИ *D12* и *D13*.

При $I_d = 0$ ($i_0 = 0$) логическая 1 с выхода инвертора *D1* приходит на входы *1* элементов И *D4* и *D6*. Если сигнал $U_{зi} = 0$ ($i_s = 1$), то на вход *2* элемента *D4* подается 0, а на вход *2* элемента *D6* через инвертор *D3* – 1.

Тогда на выходах *D4* будет 0, а *D6* – 1. С *D4* сигнал 0 попадает на вход *2* элемента *D12*, а через инвертор *D7* и задержку *D9* – на вход *S* триггера *D11*. С элемента *D6* сигнал 1 попадет на вход *2* элемента *D13*, что приведет к появлению 0 на выходе b_2 и снятию импульсов со второго комплекта ТП, а через инвертор *D8* и задержку *D10* (с выдержкой времени задержки) 1 придет на вход *R* триггера *D11*. При этом триггер *D11* переключится в состояние, при котором на выходе *Q* будет 0, а на $\overline{Q}$ – 1. Так как на всех входах *D12* и на его выходе – 0, то на выходе b_1 будет 1 и включится в работу первый комплект ТП.

Если сигнал $U_{зi}$ изменит свое состояние с 0 на 1, то при отсутствии тока сразу произойдет отключение первого комплекта ТП, так как сигнал 1 через *D12* будет подан на *D14* и на выходе b_1 установится 0. С выдержкой времени задержки *D9* произойдет переключение триггера *D11* в новое состояние, при котором на *Q* – 1, а на $\overline{Q}$ – 0. При этом на b_2 – 1 (ввиду того что на входе *2* элемента *D13* и двух других его входах 0), и начнет работать второй комплект ТП.

Если переключение $U_{зi}$ произошло до момента спадания тока (i_0 – 1), на выходах *D4* и *D6* будет 0. Этот сигнал не позволит от-

ключить ранее работавший комплект и переключить триггер *D11* до момента спадания тока. Так как сигнал i_0 равен 1, он не позволит отключить работающий комплект при снятии задания на скорость. При этом, хотя реле *K1* отключится и разорвет свой размыкающийся контакт, 0 от инвертора *D1* обусловит 0 на входах *1* элементов *D12* и *D13*. При снижении тока якоря до нуля на обоих входах элемента *D5* установится 1, что приведет к снятию импульсов с обоих комплектов ТП, так как на выходах b_1 и b_2 – 0.

При срабатывании сеточной защиты на входы *1* элементов *D14* и *D15* подается 0, что сразу приводит к снятию импульсов с обоих комплектов независимо от состояния сигналов на других входах.

Сканирующая система. Для исключения недостатков, свойственных схемам переключения комплектов ТП, использующих позиционный принцип, разработаны другие способы переключения, и в частности сканирование. При сканировании для выбора комплекта, включаемого в работу, не требуется использовать дополнительные сигналы из схемы управления приводом, а сигнал U_s формируется самой системой раздельного управления. Управление ТП осуществляется только одним внешним сигналом на входе в СИФУ – $U_у$.

Сущность способа заключается в самонастройке ТП путем поочередного блокирования на время Δt_1 одного комплекта и включения на время Δt_2 другого комплекта до появления тока в цепи нагрузки, после чего работающий в режиме выпрямителя комплект остается включенным на все время существования в нем тока, а другой отключен, т.е. при токе, равном нулю, происходит циклическое переключение, автоматический поиск (сканирование) комплекта, обеспечивающее заданное направление тока нагрузки. Время работы ЛПУ составляет:

$$T = 2(\Delta t_1 + \Delta t_2).$$

Время Δt_1 должно быть таким, чтобы ток в пределах зоны нечувствительности датчика нулевого тока (ДНТ) успел снизиться до нуля. Максимально возможное время запаздывания включения ТП равно T, минимальное – нулю.

Для однокомплектных СИФУ при переключении комплектов одновременно производится переключение полярности напряжений управления $U_у$, что обеспечивает переход фазовой характеристики из режима выпрямления $\alpha_в$ в режим инвертирования $\alpha_и$. Значения углов $\alpha_в$ и $\alpha_и$ определяются значением $U_у$ в текущий момент переключения. Переключение по сканирующему принципу позволяет, в отличие от позиционной системы, обеспечить характеристику без люфта (мертвой зоны). Так как для подобных схем переключение не связано с каким-либо значением переключающего сигнала или с какой-либо точкой фазовой характеристики комплекта, то при согласовании фазовых характеристик не накладываются дополнительные условия, отмеченные в § 5.2. Поэтому создается возможность согласовать фазовые характе-

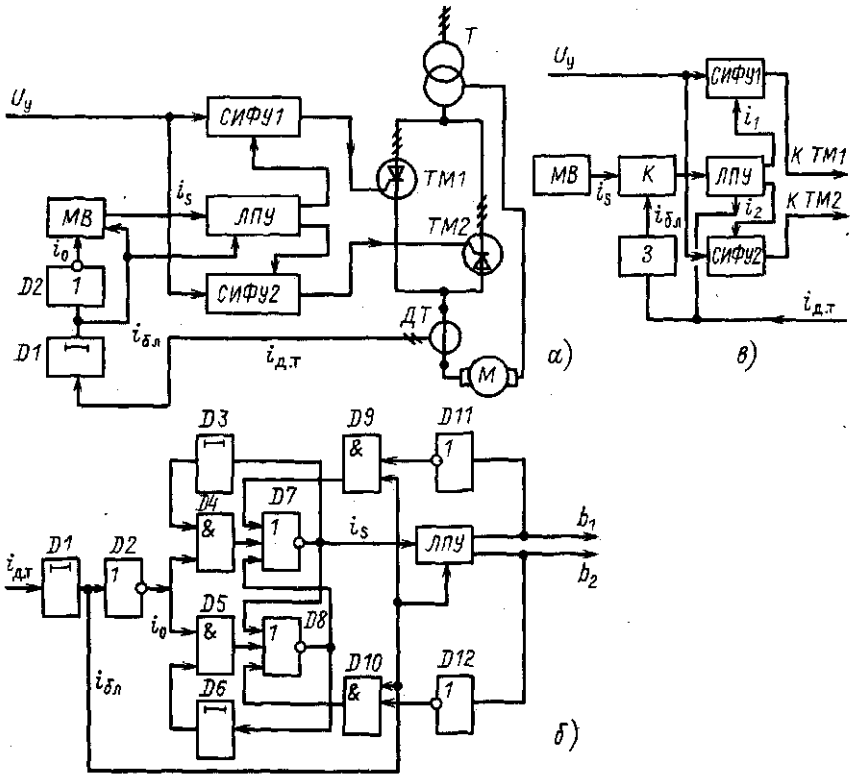


Рис. 14. Сканирующие схемы ТП с раздельным управлением и мультивибратором: *а* – структурная схема с блокировкой от мультивибратора; *б* – функциональная схема мультивибратора; *в* – структурная схема с блокировкой ключа

ристики в точках нулевого выходного напряжения так же, как и при совместном согласованном управлении, или так же, как для цепей возбуждения, т.е. в соответствии с выражением

$$\alpha_в + \alpha_и = 2\alpha_0 \approx 180°.$$

Это приводит к устранению ранее названных недостатков позиционной системы. Существуют различия между применяемыми схемами сканирования. В некоторых схемах сканирования для задания сигнала переключения i_s используется мультивибратор, работающий в ждущем режиме управления (например, схема ПО ХЭМЗ). Структурная схема раздельного управления с применением мультивибратора представлена на рис. 14, *а*, а функциональная схема мультивибратора *МВ* – на рис. 14, *б*. Мультивибратор на схеме выполнен на элементах И *D4*, *D5*, ИЛИ–НЕ *D 7*, *D8* и задержках *D3*, *D6*. Как видно из схемы,

при i_s равном 1 и отсутствии тока ($i_{д.т} = 0$, а на i_0 – 1) через время, определяемое задержкой *D3*, на выходе элемента *D4* появится сигнал 1, и схема мультивибратора разблокируется. Начнутся периодические колебания 0 и 1 на выходе *D7*. При этом имеет место 0 на выходе задержки тока *D1*. Логический 0 присутствует также на входах *D9* и *D10* (от сигнала блокировки $i_{бл}$) и поэтому на выходах элементов *D9* и *D10* также 0.

Частота колебаний зависит от параметров мультивибратора, определяемых временем задержек *D3* и *D6*.

Таким образом, за время, когда $i_{д.т} = 0$, а на i_0 логическая 1, происходит циклическое переключение i_s, а следовательно, включение импульсов первого или второго комплекта ТП, до тех пор, пока не появится ток нагрузки.

При этом с выдержкой времени задержки *D1* на i_0 появится 0 и на входах *D4* и *D5*, подключенных к инвертору *D2*, также 0, и мультивибратор заблокируется и прекратит свою работу.

От сигнала $i_{бл}$ теперь на вторых входах элементов и *D9* и *D10* будет 1, что позволит сохранить схему в том состоянии, в котором она находилась при появлении тока $i_{д.т}$. Это также обусловливалось сигналами, приходящими с b_1 или b_2 на входы инверторов *D11* или *D12*. При исчезновении тока схема переключится сразу без ожидания времени задержек *D3* или *D6*, и снова начнутся периодические колебания.

Частота колебаний мультивибратора 75 Гц выбрана из условия, чтобы длительность полупериода не превышала длительности аппаратной паузы и одного такта работы схемы выпрямления.

В качестве переключающих импульсов можно также использовать импульсы, сформированные из напряжения переменного тока с частотой питающей сети. Для этого в формирователе импульсов происходит преобразование синусоидального напряжения в прямоугольные импульсы.

На рис. 14, *в* представлен вариант схемы сканирования с применением мультивибратора ПО ХЭМЗ. Отличие этой схемы от схемы на рис. 14, *а* в том, что сигнал блокировки $i_{бл}$ воздействует не на мультивибратор *МВ*, а на ключ *К*, расположенный между мультивибратором и ЛПУ.

Существует самонастраивающаяся схема раздельного управления без управляющего напряжения $U_s(i_s)$ в явном виде (например, ПО "Преобразователь" так выполняет схемы АТР). Упрощенная структурная схема самонастраивающейся (сканирующей) системы раздельного управления с таким принципом работы представлена на рис. 15, *а*. Здесь разрешение работы одного комплекта дается от управляющих импульсов другого комплекта, т.е. при работе одного комплекта другой подготовлен к включению.

Первый комплект при этом остается во включенном состоянии до поступления на него очередного импульса.

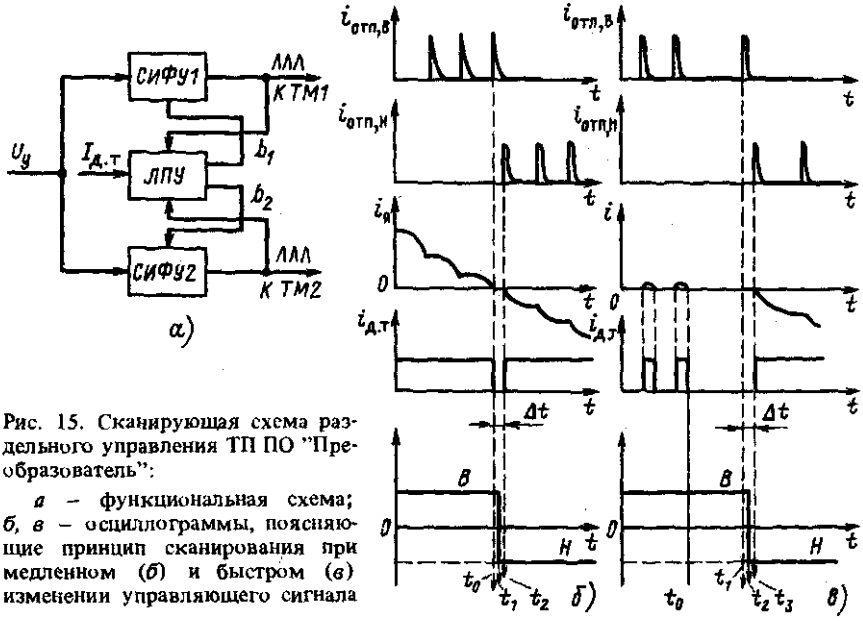


Рис. 15. Сканирующая схема раздельного управления ТП ПО "Преобразователь":

а – функциональная схема; *б, в* – осциллограммы, поясняющие принцип сканирования при медленном (*б*) и быстром (*в*) изменении управляющего сигнала

При появлении в этом комплекте тока он блокируется и остается в работе. Другой комплект готов к включению, которое происходит при срабатывании ДНТ (при исчезновении тока якоря). В результате в режиме прерывистого тока в цепи нагрузки комплекты постоянно переключаются, т.е. ЛПУ сканирует, пытаясь найти комплект, в котором может протекать непрерывный ток.

Недостатком схем переключения комплектов в режиме сканирования является увеличенное время аппаратной паузы на переключение (кроме общего для всех времени задержки при переключении комплекта, выбираемого из соображений восстановления запирающих свойств работавшего комплекта ТП). Оно может быть изменено на большее или меньшее значение в зависимости от типоисполнения схемы.

В схемах сканирования без использования внешнего источника переключающего напряжения U_s (схема ПО "Преобразователь", рис. 15, *а*) кроме паузы, обусловленной задержкой на отключение и включение ТП, может появиться дополнительное время, зависящее от характера управляющего сигнала. На рис. 15, *б* показан случай, когда управляющий сигнал изменяется достаточно медленно. Тогда общая аппаратная пауза имеет небольшое значение, равное: $\Delta t = t_0 - t_2$.

Как видно из рис. 15, *в*, при спадании тока якоря $i_я$ до нуля передним фронтом импульса комплекта *В* ($i_{отп,В}$) с выдержкой времени $t_0 - t_1$ произойдет переключение комплектов с *В* на *Н*. Здесь $t_0 - t_1$ –

минимально допустимое время переключения комплектов. Оно для конкретной схемы неизменно. Включение тока i якоря произойдет через интервал времени $t_1 - t_2$ с приходом первого импульса комплекта H ($i_{отп,н}$). Таким образом, время аппаратной паузы определяется интервалом между двумя соседними импульсами и может значительно изменяться. Для медленно изменяющегося сигнала управления это время может быть минимальным и составлять 3,3 мс. На рис. 15, *б* $i_{д.т}$ – выход датчика тока.

При быстром изменении управляющего сигнала (рис. 15, *в*) время аппаратной паузы значительно возрастает за счет раздвижки в динамике управляющих импульсов включения того или иного комплекта. Это время равно $t_0 - t_1$. Оно значительно больше времени аппаратной паузы при медленном изменении сигнала. При быстром изменении управляющего сигнала время может быть определено по выражению

$$\Delta t_2 = \Delta t_1 + \frac{\Delta\alpha + 2\pi/m}{\omega},$$

где $\Delta\alpha$ – диапазон регулирования; m – число фаз ТП; Δt_1 – задержка на включение в статическом режиме; Δt_2 – задержка на включение в динамическом режиме; $\omega = 2\pi f$, f – частота питающей сети.

Как видно из рис. 15, *б*, Δt_1 является аппаратной паузой при медленном изменении сигнала.

Поскольку самонастраивающаяся схема управляется напряжением СИФУ, которое в переходном режиме может существенно изменять положение переключающих импульсов, то запаздывание в схеме переключения зависит от этого напряжения. Поэтому быстродействие сканирующей системы при набросе с большим $U_у$ меньше, чем у системы, реагирующей на изменение знака сигнала задания (позиционной).

Схема со сканированием предпочтительна в электроприводах, у которых отсутствует наброс управляющего напряжения. В схемах с применением для сканирования мультивибраторов также происходит увеличение времени переключения комплектов. Например, для структурной схемы на рис. 14, *а* общая пауза при переключении увеличивается за счет задержки на включение блокировки по току $i_{бл}$, воздействующей на мультивибратор. Блокировка необходима ввиду работы электропривода в режиме прерывистого тока (рис. 16, *а*).

На рис. 16, *а* $t_0 - t_1$ – время запаздывания, обусловленное блокировкой по току; $t_1 - t_2$ – время задержки на включение тиристора, выбранное с учетом восстановления запирающих свойств тиристоров; $U_у$ – сигнал управления от мультивибратора. В данной схеме время аппаратной паузы Δt увеличивается на $t_0 - t_1$.

Для структурной схемы, рис. 14, *в* к задержке по току $t_0 - t_1$ и ко времени на включение тиристора $t_2 - t_3$ в самый неблагоприятный пе-

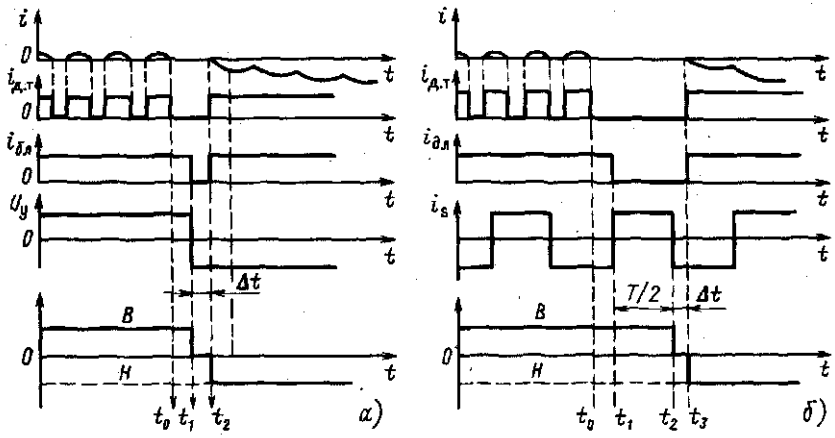


Рис. 16. Осциллограммы, поясняющие принцип работы схемы сканирования: *а* – для схемы рис. 14, *а*; *б* – для схемы рис. 14, *б*

риод добавляется время $t_1 - t_2$, равное половине периода переключающего сигнала, что видно на временной диаграмме рис. 16, *б*.

Комбинированная система. Чтобы исправить недостаток схемы сканирования (см. рис. 14 и 15, *а*), используется комбинированная логическая схема (рис. 17). Как видно из сравнения схем рис. 15, *а* и 17, различие между ними состоит в том, что в последней используется позиционное реле *F*, включающееся в работу при значении сигнала, превышающем его порог срабатывания. Комбинированные схемы применяются в приводах с жесткими требованиями к динамике, для уменьшения чистого запаздывания в сканирующей системе, при резком набросе сигнала задания. Зона нечувствительности в комбинированной логической схеме, в которой происходит сканирование, выбирается несколько больше значения сигнала $U_у$ на входе *СИФУ*, при котором наступает гранично-непрерывный режим ТП. Таким образом, в зоне нечувствительности позиционного реле ТП работает в сканирующем режиме при прерывистых токах и сохраняет преимущество само-

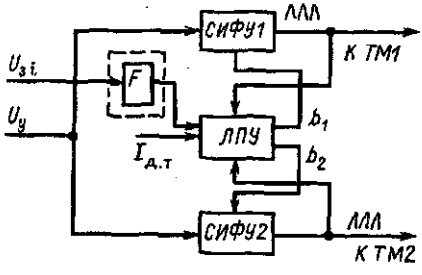


Рис. 17. Структурная схема комбинированной системы с раздельным управлением комплектами ТП

настройки, а при резком увеличении сигнала U_{3i}, выходящем за пределы зоны нечувствительности, схема работает аналогично схеме позиционной логики. Так выполнены схемы ТП типов АТР и КТЭ с ЕВО ПО "Преобразователь".

Исходя из рассмотренных вариантов схем, следует отметить, что выбор ЛПУ осуществляется в зависимости от характера работы электропривода. Для электроприводов с жесткими требованиями к динамике наиболее целесообразно применение комбинированной ЛПУ. При построении системы управления ТП на магнитных усилителях (АТР) предпочтителен вариант сканирующей токовой логики, исключающей какую-либо связь с системой регулирования, выполненной на УБСР. В электроприводах с большой зоной прерывистых токов наиболее удовлетворительные результаты дает трехпозиционная логическая схема.

6. Датчики тока

Требования, предъявляемые к датчикам тока. Датчики тока формируют сигналы: наличия тока (i_0 или отсутствия тока якоря двигателя ($\overline{i_0}$). Аппаратурная пауза зависит от чувствительности датчиков тока. Оценка чувствительности датчика тока, обеспечивающая гашение тока в тиристоре при раздельном управлении переключением комплектов ТП для питания якорной цепи двигателя постоянного тока, получена решением довольно сложных уравнений на ЭВМ, приведена в качестве справочного материала в [1].

На основании приведенного исследования сделан вывод, что для большинства схем раздельного управления ТП удовлетворительной следует считать чувствительность датчика тока, составляющую 0,1 % номинального тока.

Сигнал от датчика тока поступает в схему ЛПУ (или на мультивибраторы) и блокирует или разблокирует схему при необходимости.

Датчики нулевого тока. В настоящее время применяются два типа датчиков. Один тип датчиков выполнен на трансформаторе переменного тока [1]. Трансформатор переменного тока включен на выпрямительный мост *V1–V6*, сигнал с которого подан на блокировку ЛПУ (рис. 18, *а, б*). Датчики другого типа с трансформатором постоянного тока выполняются по принципу действия магнитного усилителя, у которого управляющей обмоткой является силовая шина цепи постоянного тока, питающая нагрузку (рис. 18, *в*).

Датчики запирания мостов (вентилей). Датчики, выполненные по принципу контроля проводящего состояния тиристоров, называются датчиками запирания мостов (ДЗМ) или запирания вентилей (ДЗВ) [28] (рис. 19). Они формируют сигнал отсутствия тока, когда на всех тиристорах катодной и анодной групп силовой схемы потенциал превышает падение напряжения на открытом тиристоре.

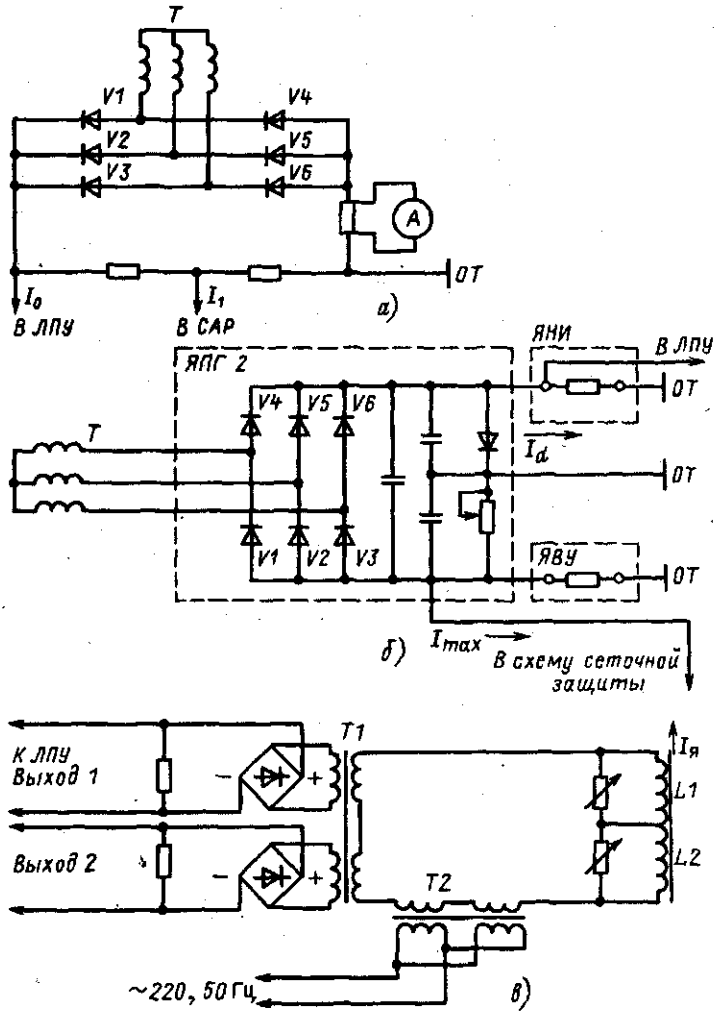


Рис. 18. Принципиальные схемы датчиков нулевого тока:

а – с трансформаторами переменного тока фирмы "Шкет"; *б* – то же ПО "ХЭМЗ"; *в* – с трансформаторами постоянного тока фирмы "Шкет"

Напряжения с каждого плеча тиристоров анодных групп мостов через резисторы *R1–R6* плат ограничивающих сопротивлений *ПОС1* и *ПОС2* поданы на преобразователи аналоговых сигналов, которые преобразуют их в цифровые *U1–U6*. Преобразователи *U1–U6* размещены в ячейках запирания мостов *ЯЗМ1* и *ЯЗМ2*.

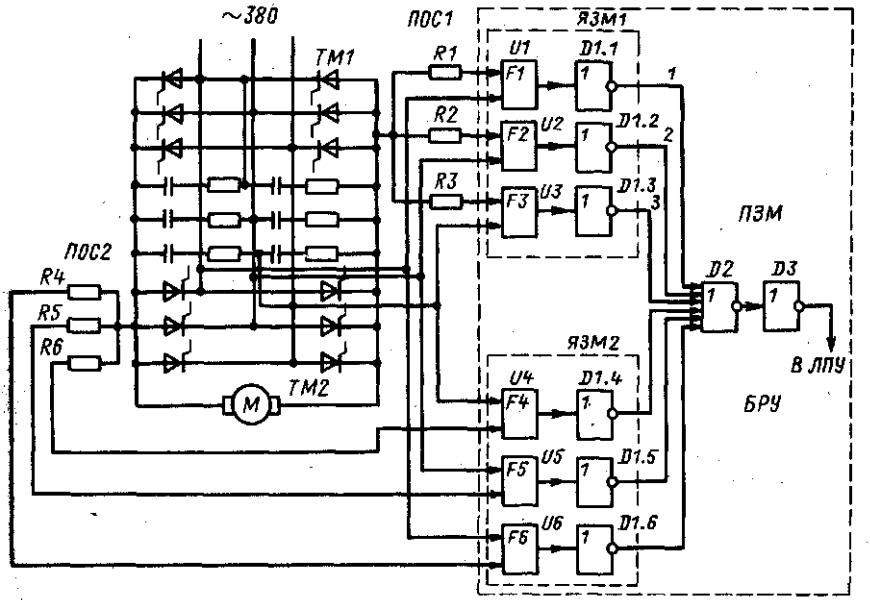


Рис. 19. Принципиальная схема датчика запирания мостов ПО "Преобразователь"

Цифровые сигналы от *U1–U6* инвертируются элементами ИЛИ–НЕ *D1.1–D1.6*, также расположенными в ячейках *ЯЗМ1* и *ЯЗМ2*. Далее сигналы поступают на элемент ИЛИ *D2* платы запирания мостов *ПЗМ*.

Сигнал *D2* инвертируется элементом ИЛИ–НЕ *D3*. При наличии напряжения на всех тиристорах, что свидетельствует об отсутствии тока в цепи якоря, на всех выходах *U1–U6* будет 1, на всех входах *D2* – 0, а на входе *D3* – 1, при этом на его выходе – 0, который поступает в схему ЛПУ и разрешает работу ТП.

Если хотя бы на одном из тиристоров нет напряжения, то на выходе соответствующего преобразователя *U* будет 0, который вызовет появление 1 на выходе *D3*.

На силовой схеме ТП показаны *RC*-цепи, которые служат для защиты тиристоров.

Сигнал логическая 1 с выхода *ДЗМ* соответствует 12 В. Время задержки выдачи сигнала не превышает 1 мс.

Сравнительный анализ датчиков тока. Датчик нулевого тока обычно имеют большую зону нечувствительности, чем ДЗМ, поэтому сигнал отсутствия тока у первых выдается несколько раньше, чем тиристоры восстановили свои запирающие свойства. В результате чего может появиться уравнительный ток, если включение тиристоров другого комплекта осуществить без задержки.

Время задержки определяет аппаратную паузу. Пауза устанавливается для предотвращения возможности формирования импульса вновь включенного комплекта ТП до тех пор, пока существует возможность появления тока в ранее работавшем комплекте.

Для режима прерывистого тока, близкого к гранично-непрерывному, в мостовой 6-пульсной схеме время одного такта 3,3 мс, и поэтому пауза должна быть больше этого значения. Обычно аппаратная пауза равна 4–6 мс. При использовании ДЗМ длительность аппаратной паузы может составлять 0,5–1 мс.

Глава третья

НЕДОСТАТКИ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, ВОЗНИКАЮЩИЕ В СХЕМЕ С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ КОМПЛЕКТАМИ ТП, И СРЕДСТВА ИХ УСТРАНЕНИЯ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ И НАЛАДКЕ

7. Нелинейные свойства тиристорных электроприводов при раздельном управлении

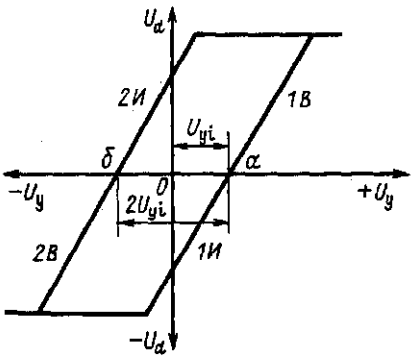
К числу недостатков способа раздельного управления относятся: наличие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике электропривода, аппаратная пауза, зона прерывистого тока [19, 20, 24, 26, 28]. Знание этих недостатков, а также средств их устранения играет существенную роль при проектировании и наладке ТП с раздельным управлением комплектами.

Как было отмечено в гл. 2, для некоторых вариантов схем с раздельным управлением комплектами ТП в его регулировочной характеристике появляется люфт или зона нечувствительности. Ее появление обусловлено тем, что при использовании этих схем начальное значение угла управления α_0 отличается от 90°. Обычно $\alpha_0 = 120°$.

Для электроприводов без зоны прерывистого тока и с аркосинусоидальной зависимостью угла управления α от U_y регулировочная характеристика представляет петлю одинаковой ширины, определяемой значением α_0 (рис. 20).

Зона нечувствительности оказывает существенное влияние на работу электропривода. Для электроприводов, работающих в режиме токоограничения, зона нечувствительности приводит к замедлению переходных процессов, например, в рольгангах, нажимных устройствах [28]. Последнее объясняется тем, что сигнал управления ТП U_y снижается за счет составляющей, идущей не на форсировку, а на преодоление люфта в регулировочной характеристике, пропорционального изменению угла управления от некоторого большого значения $\alpha > 90°$ (точка *0* на рис. 20) до значения $\alpha = 90°$ (точки *а* и *б* на рис. 20). Как видно из рис. 20, люфт соответствует сигналу U_{yi}, необходимому для задания U_d от точки *а*, соответствующей началу зоны нечувствительнос-

Рис. 20. Регулировочная характеристика ТП с раздельным управлением комплектами и с аркосинусоидальной зависимостью α от U_y в режиме непрерывного тока и $\alpha_0 > 90°$



ти, до нулевого состояния системы или $2U_{yi}$ при реверсировании от одного начального состояния системы до другого (точки *а* и *б*). Этот сигнал нужно преодолеть заданию тока $U_{зi}$, поступающему на вход регулятора тока (РТ). Для анализа сигнал $U_{зi}$ следует привести к выходу РТ. В этом случае в режиме токоограничения $U_{зi\,прив} = U_{зi} T_я / T_и$, где $T_и$ – постоянная интегрирования РТ.

При наброс нагрузки возможны три варианта, которые обусловливают три разновидности переходного процесса [20, 22, 28]:

1) $U_{зi\,прив} > U_{yi}$; 2) $U_{зi\,прив} = U_{yi}$; 3) $U_{зi\,прив} < U_{yi}$.

В первом варианте при скачке сигнала $U_{зi}$ система замыкается сразу. При этом ток в первый момент достигает некоторого значения (меньше заданного). Заданного значения ток достигает с выдержкой времени, обусловленной параметрами РТ.

Во втором варианте от скачка сигнала $U_{зi}$ ток будет изменяться от нулевого значения до максимального по экспоненте.

В третьем варианте от скачка сигнала $U_{зi}$ ток будет появляться с запаздыванием $t_{зап}$. По истечении этого времени ток, как и во втором варианте, будет изменяться по экспоненте.

Для электроприводов, у которых динамический ток формируется задатчиком интенсивности, могут возникнуть всплески динамического тока, достигающие заданного токоограничения и сопровождающиеся повышенной скоростью нарастания тока [28]. При линейном входном сигнале at, подаваемом на вход регулятора частоты вращения (при пуске или торможении), ток в цепи якоря не появится до тех пор, пока не будет пройдена зона нечувствительности. В [28] предложено выражение для определения времени запаздывания, обусловленного зоной нечувствительности. С момента $t_{зап}$ изменение якорного тока и частоты вращения происходит под действием двух сигналов: экспоненциального и линейного. Наличие экспоненциального сигнала является причиной перерегулирования.

В [28] приведены осциллограммы, иллюстрирующие влияние зоны нечувствительности на перерегулирование тока якоря при углах согласования характеристик 150 и 105° и при линейном сигнале в системе управления электроприводом чистовой клети стана 2000 НЛМК. Из анализа особенностей работы электропривода в зоне нечувствительности можно сделать выводы:

при работе в режиме токоограничения:

а) переходный процесс затягивается как за счет паузы при прохождении зоны нечувствительности тока, так и в связи с увеличением продолжительности каждого колебания тока якоря. Время каждой последующей паузы тока, связанное с очередным прохождением зоны нечувствительности, больше предыдущего, так как перерегулирование по частоте вращения соответственно уменьшается;

б) максимальное значение тока в переходном процессе меньше, чем в аналогичных случаях в системах с согласованным управлением;

при линейном входном сигнале для системы с ПИ-регулятором частоты вращения:

а) система замыкается с запаздыванием;

б) возрастает перерегулирование тока якоря;

в) возрастает динамическая погрешность в кривой регулирования частоты вращения электропривода по сравнению с системами с совместным управлением.

Во время аппаратной (бестоковой) паузы разрывается прямой канал регулирования тока якоря, а обратная связь по току становится равной нулю. Так как в этот момент система разомкнута и сигналы обратных связей по току и частоте вращения не изменяются, то любое рассогласование на входах регуляторов тока и частоты вращения приведет к накоплению интегральных составляющих сигналов на их выходах (при исполнении их как ПИ-регуляторы) [26, 28].

Наиболее тяжелым является режим при $\alpha_0 = 90°$. Ток якоря до наступления паузы считаем непрерывным. Тогда при работе электропривода на ограничение с сигналом $U_{зi}$ на входе в РТ в момент наступления паузы за ее время на выходе РТ произойдет изменение сигнала, и в момент замыкания токового контура действие этого сигнала будет зависеть от задания на ток на входе РТ, а скорость его спадания определяется значением постоянной времени якоря двигателя $T_я$. Это означает, что в токовом контуре после прекращения аппаратной паузы возникнет дополнительная составляющая, которая накладывается на основной процесс и увеличивает суммарную составляющую тока якоря. Чем больше Δt, тем большее влияние на максимальный ток якоря $T_я$ оказывает эта дополнительная составляющая, и чем меньше $T_я$, тем быстрее происходит ее спад во время переходного процесса.

Влияние аппаратной паузы возрастает еще более при наличии внутреннего контура напряжения в системе регулирования электропривода. При раздвижке регулировочных характеристик от $\alpha_0 = 90°$ в сто-

рону увеличения a_0 влияние аппаратной паузы снижается. Чтобы это влияние было как можно меньше, в современных электроприводах стремятся к тому, чтобы время бестоковой паузы не превышало 5 мс [28]. С этой же целью в серийных тиристорных электроприводах с раздельным управлением комплектами тиристоров устанавливаются безынерционные ключи в прямом канале регулирования частоты вращения и тока якоря, которые разрывают цепь, питающую регуляторы на время действия аппаратной паузы. Например, в ТП типа КТЭ с ЕВО ПО "Преобразователь" (см. гл. 4), или (также на момент паузы) производится шунтирование обратной связью РТ, как это выполнено в схеме КТЭУ 2000 ПО ХЭМЗ.

Наличие зоны прерывистого тока присуще как реверсивным приводам, работающим с раздельным или несогласованным совместным управлением (без уравнительного тока), так и нереверсивным. Наиболее остро этот вопрос стоит в приводах с повышенными требованиями по быстродействию, какими обычно являются реверсивные электроприводы. В зоне прерывистых токов возникают трудности с обеспечением удовлетворительной динамики электропривода, так как при переходе от зоны непрерывного тока к прерывистому изменяется структура электропривода [7, 28, 33].

Зона прерывистых токов составляет в электроприводах со сглаживающим реактором в цепи якоря 5–10%, а при отсутствии реактора 20–30% номинального тока двигателя [14].

Структурные схемы контура регулирования тока для заторможенного двигателя (при этом внутренний контур ЭДС выпадает из рассмотрения) в зонах непрерывного и прерывистого токов показаны на рис. 21, *а*, *б*. Отличие схемы рис. 21, *б* от схемы рис. 21, *а* вызвано известным фактом, что индуктивное сопротивление цепи якоря в режиме прерывистого тока проявляет себя как некоторое фиктивное сопротивление $R_{фикт}$, а электромагнитная постоянная времени цепи якоря не оказывает влияния на переходный процесс.

В системе подчиненного регулирования с ПИ-регулятором якорного тока оптимизация контура выполняется из предположения, что привод работает в режиме непрерывного тока (рис. 21, *а*). При этом передаточная функция РТ:

$$W_{р.т}(p) = \frac{(T_я p + 1) R_я}{2 T_\mu p K_п K_т},$$

где $K_п$ – коэффициент усиления ТП в зоне непрерывных токов; $R_я$ – сопротивление якорной цепи; T_μ – малая постоянная времени; $K_т$ – коэффициент передачи обратной связи по току.

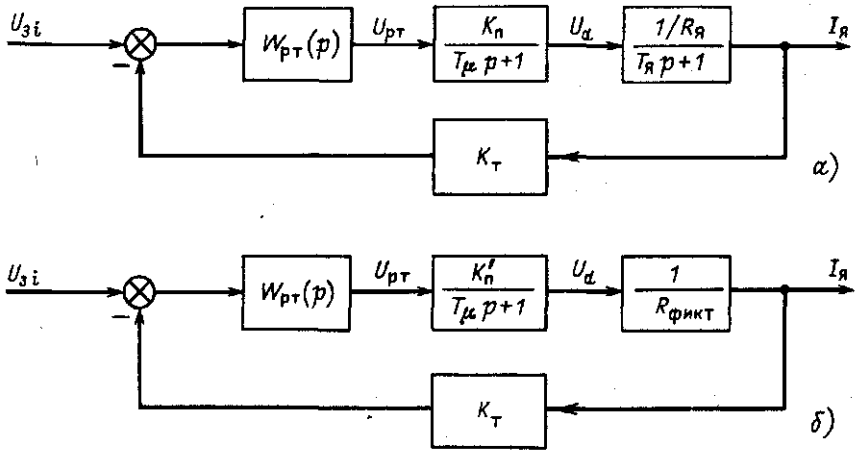


Рис. 21. Структурные схемы контура тока в зоне прерывистого (*а*) и непрерывного (*б*) тока

Передаточная функция разомкнутого оптимизированного токового контура

$$W_{раз}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p+1)}.$$

При работе в зоне прерывистых токов (рис. 21, *б*) передаточная функция разомкнутого контура тока с применением ПИ-регулятора имеет вид

$$W'_{раз}(p) = \frac{(T_я p+1)\dfrac{R_я}{R_{фикт}}\dfrac{K'_п}{K_п}}{2T_\mu p(T_\mu p+1)}, \qquad (5)$$

$K'_п$ – коэффициент усиления ТП в зоне прерывистых токов.

Из последнего выражения следует, что ПИ-регулятор тока, выбранный из условия непрерывного тока, непригоден для режима прерывистых токов. Так как $R_{фикт}K_п \gg R_я K'_п$, то система с РТ, выбранным по условиям режима непрерывного тока, имеет большое время регулирования, достигающее при малых токах в некоторых случаях примерно 1 с. Если же настроить РТ по условиям быстродействия в режиме прерывистого тока, то система будет колебательной при непрерывном токе.

В режиме прерывистого тока изменения среднего значения тока якоря при изменениях углов управления происходят без временных задержек, поэтому постоянная времени якорной цепи $T_я$ при рассмот-

рении изменений средних значений тока якоря в этом режиме принимается равной нулю. В соответствии с [33] среднее значение выпрямленного тока в режиме прерывистого тока, выведенное при условии пренебрежения фазным сопротивлением, будет:

$$I_d = \frac{m U_{max}}{2\pi\omega_0 L}\left[\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \cos\left(\beta - \frac{\pi}{m}\right) - \right.$$

$$\left. - \lambda \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \frac{E}{U_{max}}\frac{\lambda^2}{2}\right], \qquad (6)$$

где m – число фаз ТП (для мостовой схемы – 6); $\lambda = \beta - \alpha$ – интервал (продолжительность) проводимости тиристора; β – угол запирания; E – ЭДС двигателя; U_{max} – максимальное фазное напряжение ТП; L – суммарная индуктивность якорной цепи; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота питающего напряжения.

Среднее значение тока якоря практически определяется индуктивностью якорной цепи, углом управления и ЭДС двигателя.

Формально это учитывается введением фиктивного эквивалентного сопротивления якорной цепи $R_{фикт}$, причем $R_{фикт} \gg R_я$, а также коэффициентом усиления ТП, который примерно постоянный в режиме непрерывных токов, но изменяется при переходе в область прерывистых токов. Физические основы этого явления описаны в [33]. На рис. 22 представлены внешние характеристики шестифазного ТП:

$$E/U_{max} = f(I_d).$$

Слева от эллипса расположена зона прерывистых токов. Для построения характеристик этой зоны может быть использовано выражение (6). Для зоны прерывистого тока при мостовой схеме соединения тиристоров среднее значение напряжения ТП:

$$U_d = E = E_{d0}\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6} + \frac{\lambda}{2}\right).$$

Тангенс угла наклона характеристик слева от эллипса характеризует фиктивное сопротивление цепи якоря $R_{фикт}$ для режима прерывистого тока. Как видно из рис. 22, в зоне прерывистых токов наклон характеристик значительно возрастает, что говорит об увеличении $R_{фикт}$.

Характеристики справа от эллипса характеризуют режим непрерывного тока. Они построены по выражению [33]:

$$U_d = E_{d0}\cos\alpha - \Delta U_{T0} - \left(\frac{m}{2\pi}\omega_0 L_ф + R_ф\right) I_d, \qquad (7)$$

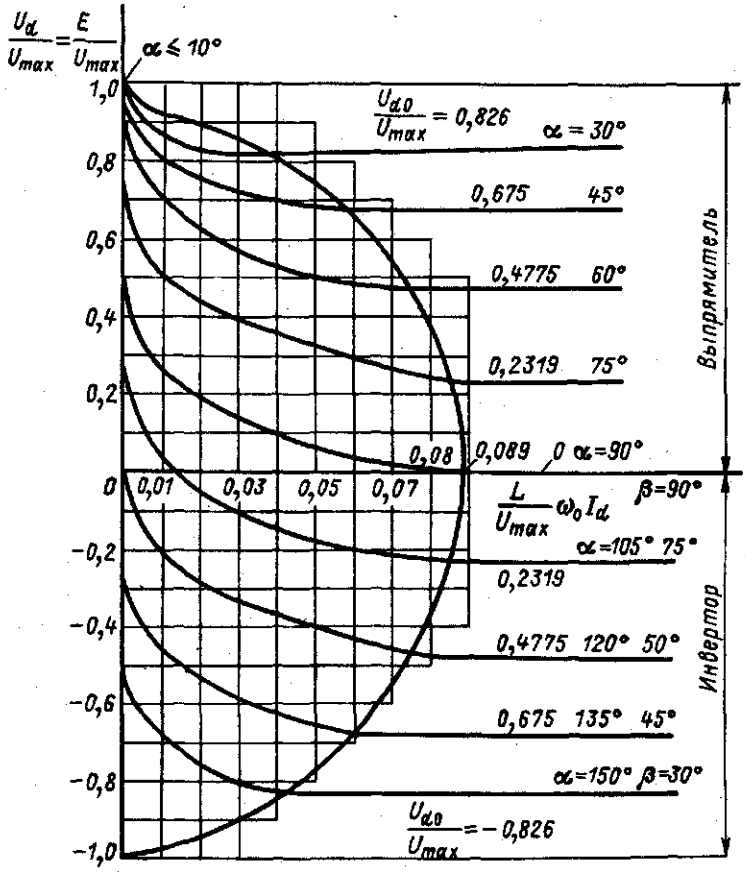


Рис. 22. Внешние характеристики 6-фазного ТП

где $R_ф$ – активное сопротивление в фазных цепях; $U_{то}$ – падение напряжение в тиристоре, и представляют наклонные прямые линии, тангенс угла наклона которых

$$\frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} = \left(\frac{m}{2\pi} \omega_0 L_ф + R_ф \right) .$$

Анализ кривых для значений ЭДС, не превышающих $0,9\,U_{max}$, показывает, что как в выпрямительном, так и в инверторном режиме на наклон характеристик не оказывает существенного влияния угол α. Тангенс угла наклона кривых для одного и того же значения среднего тока в названном диапазоне не изменяется. Следовательно, можно сделать вывод о том, что в этом диапазоне значений λ не зависит от α, а

определяется только током нагрузки. Для одного и того же значения тока нагрузки значение этой величины одинаково для всех характеристик.

Таким образом, для каждой конкретной точки характеристики и в ее окрестностях, не превышающих бесконечно малое изменение тока нагрузки, $\lambda = \text{const}$.

Вместе с тем для каждой внешней характеристики $\alpha = \text{const}$.

Продифференцировав выражение (6), получим:

$$dI_d = m dE \lambda^2 / (4\pi\omega_0 L),$$

или

$$\frac{dE}{dI_d} = 4\pi\omega_0 L / (m\lambda^2) = R_{\text{фикт}}. \qquad (8)$$

Из (8) видно, что $R_{\text{фикт}}$ существенно зависит от λ и изменяется от $R_{\text{фикт}} = \infty$ при $\lambda = 0$ до $R_{\text{фикт}} = \frac{m}{\pi}\omega_0 L$ при $\lambda = 2\pi/m$ (граничный режим). Для шестифазной схемы $R_{\text{фикт}\,min} = \frac{2}{3}\frac{\pi}{\lambda^2}\omega_0 L$, а для граничного режима в этой схеме, когда $\lambda = \pi/3$,

$$R_{\text{фикт}\,min} = \frac{6}{\pi}\omega_0 L.$$

Из анализа (8) видно, что тангенс угла наклона зависит только от λ. Интервал проводимости, в свою очередь, при наличии обратной связи по ЭДС не зависит от α и определяется в основном током нагрузки. Последнее нетрудно показать.

Как было сказано ранее, $\lambda = \beta - \alpha$ и определяет время протекания тока в каждой фазе, а следовательно, и среднее значение тока нагрузки. Начало интервала проводимости определяется углом α, в то время как его окончание зависит от угла β, который, в свою очередь, определяется для вращающегося двигателя его нагрузкой. Физический смысл этой зависимости может быть объяснен следующим образом. Изменение нагрузки двигателя приводит к изменению его скорости, а следовательно, и ЭДС. Вместе с тем β определяется моментом закрывания тиристора и окончанием протекания через него тока. Этот момент времени наступит тогда, когда мгновенное значение напряжения ТП станет меньше ЭДС двигателя (рис. 23, *а*).

Для части синусоиды напряжения ТП, которую можно аппроксимировать прямой линией, разность угла, соответствующего названному ранее моменту времени, и угла α равна $\lambda/2$. Последнее обусловлено тем, что, ввиду малости активных сопротивлений нагрузки и фазы, положительные и отрицательные значения вольт-секундных интегралов синусоиды напряжений каждой фазы равны.

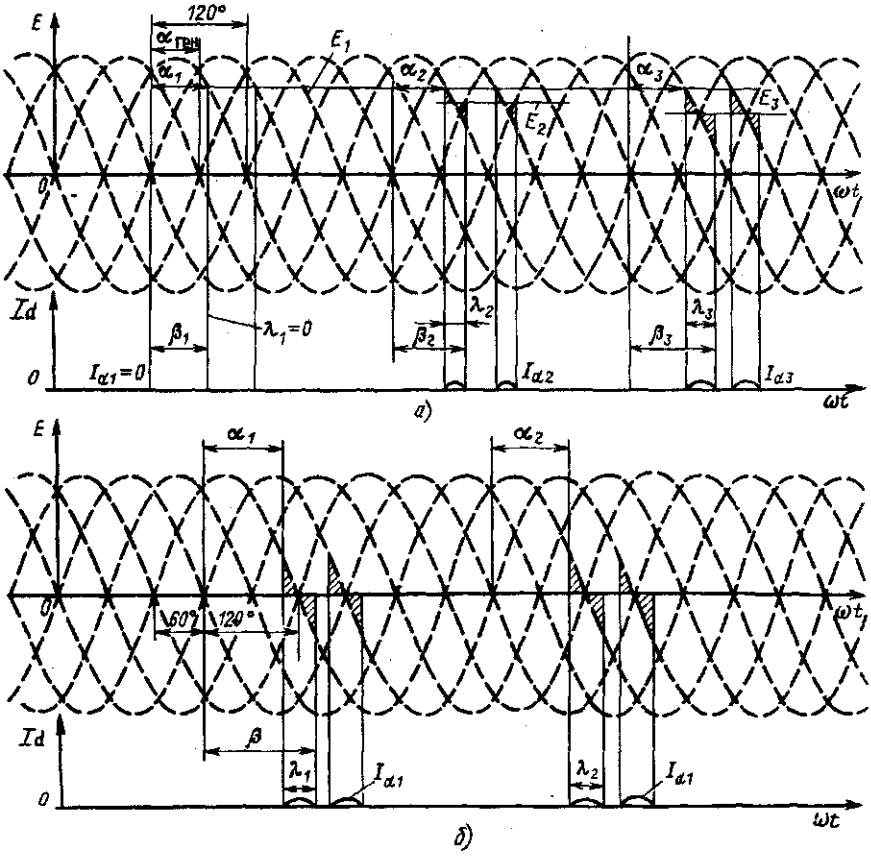


Рис. 23. Диаграмма напряжений и тока ТП, собранного по мостовой схеме:

а – включенного на ЭДС двигателя при постоянном угле управления α и различных нагрузках; *б* – при заторможенном двигателе и прерывистом токе, для различных нагрузок двигателя, соответствующих различным α

Таким образом, линия ЭДС двигателя при требуемом токе нагрузки, перемещаясь в вертикальном направлении по синусоиде напряжения фазы, для заданного α соответствует определенному интервалу проводимости. Последнее иллюстрируют диаграммы выпрямленного напряжения и тока для мостовой схемы ТП при различных нагрузках двигателя, представленные на рис. 23, *а* при $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$. Для режима $I_d = 0$ и, следовательно, $\lambda_1 = 0$ ЭДС E_1 двигателя равна мгновенному значению напряжения ТП и имеет максимальное значение по сравнению с двумя другими приводимыми на осциллограмме (рис. 23, *а*) случаями. Для I_{d2} λ_2 имеет значение, отличное от нуля, при этом $E_2 < E_1$, $I_{d3} > I_{d2}$, а $\lambda_3 > \lambda_2$ и $E_3 < E_1$.

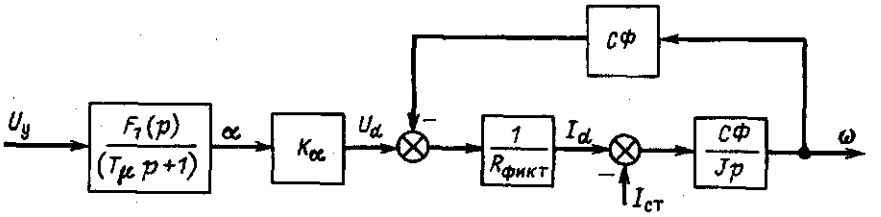


Рис. 24. Структурная схема электропривода в режиме прерывистого тока

В диапазоне ЭДС большем, чем $0{,}9U_{max}$ (для выпрямительного режима), $R_{фикт}$ немного уменьшается, по сравнению с его значением, соответствующим кривым, лежащим ниже характеристики $0{,}9U_{max}$ для некоторого постоянного значения I_d. Уменьшение $R_{фикт}$, соответствующего кривым, лежащим выше характеристик $0{,}9U_{max}$, обусловлено тем, что в этой области λ начинает зависеть не только от I_d, но также и от α. Последнее обусловлено изменением наклона синусоиды напряжения фазы ТП в диапазоне углов управления, что и соответствует увеличению интервала проводимости по сравнению с его значением для других α при одном и том же I_d. Выражение (6) может быть представлено в преобразованном виде:

$$I_d = \frac{\frac{2U_{max}}{\lambda^2}\left[\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{m}\right)-\cos\left(\lambda+\alpha-\frac{\pi}{m}\right)-\lambda\sin\left(\alpha-\frac{\pi}{m}\right)\right]-E}{4\pi\omega_0 L/(m\lambda^2)}. \qquad (9)$$

В соответствии с (9) на рис. 24 представлена структурная схема тиристорного электропривода. На схеме коэффициент усиления ТП представлен в виде двух функциональных зависимостей:

$$K_п' = f[F_1(p)K_\alpha], \qquad (10)$$

где K_α – коэффициент, характеризующий зависимость U_d от α; $F_1(p)$ – передаточная функция между углом α и напряжением управления U_y, т.е. $\alpha = f(U_y)$.

Так как на основании (8) и (9):

$$K_\alpha = \frac{2U_{max}}{\lambda^2}\left[\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{m}\right)-\cos\left(\lambda+\alpha-\frac{\pi}{m}\right)-\lambda\sin\alpha\right], \qquad (11)$$

то исходя из (10) и учитывая (11) видно, что $K_п'$ даже при постоянном α изменяется в зависимости от λ и, следовательно, тока нагрузки. Согласно [20] и из анализа регулировочных характеристик ТП для режимов непрерывного и прерывистого токов, представленных на рис. 20, вытекает, что в диапазоне значений I_d от минимального в прерывистом

режиме до гранично-непрерывного тока изменение $K'_п$ не столь существенно, это будет далее подтверждено соответствующими расчетами.

Для общности выводов и большего приближения к условиям эксперимента сравним величины $K'_п/R_{фикт}$ и $K_п/R_я$, вместо сравнения сопротивлений фиктивного и в цепи якоря.

Из структурной схемы на рис. 24 при $E = 0$

$$\Delta I_d = K'_п \Delta U_у / R_{фикт},$$

тогда

$$\Delta I_d / \Delta U_у = K'_п / R_{фикт}. \qquad (12)$$

Для реализации выражения (12) рассмотрим случай заторможенного двигателя. При этом $E = 0$ и λ становится зависимой от α величиной и легко может быть через нее выражена.

Согласно кривой синусоидального напряжения одной из фаз (см. рис. 23, *б*) имеем

$$\lambda/2 = 120 - \alpha,$$

тогда

$$\lambda = 240 - 2\alpha; \qquad (13)$$

$$\beta = \lambda + \alpha = 240 - \alpha. \qquad (14)$$

Необходимо иметь в виду, что (13) и (14) справедливы только для значений ЭДС, при которых интервал проводимости каждой фазы лежит в части синусоиды, близкой к прямой линии.

Принятое упрощение условий с достаточной для практики точностью обеспечивает необходимые режимы работы электропривода и не противоречит общей постановке задачи. Последнее вытекает из того, что ТП можно рассматривать как два источника напряжения. Один – уравновешивает противо-ЭДС двигателя, а второй – поддерживает необходимую нагрузку. В реальном ТП осуществляется как бы сложение этих двух источников, осуществляющих свои задачи автономно.

Угол α_I определяет ток якоря, а угол α_E обусловливает U_d и поддерживает ЭДС на нужном уровне. Если $E = 0$, то и среднее значение напряжения U_d также равно нулю.

Графики токов и напряжений в шестипульсной схеме выпрямления ТП, работающего на заторможенный двигатель при различных нагрузках, соответствующих различным α, показаны на рис. 23, *б*.

Для получения (12) из (8) и (9), при названных ранее условиях, следует выразить переменные α и λ через переменную $U_у$. Тогда для мостовой схемы при $E = 0$ зависимость (9) можно представить в виде

$$I_d = \frac{3}{\pi} \frac{U_{max}}{\omega_0 L} \left[\cos(\alpha - 30) - \cos(\beta - 30) - \lambda \sin(\alpha - 30)\right]. \qquad (15)$$

Подставляя (13) и (14) в (15), получаем:

$$I_d = \frac{3}{\pi}\frac{U_{max}}{\omega_0 L}\left[\cos(\alpha - 30) - \cos(210 - \right.$$

$$\left. - \alpha) - \left(\frac{4}{3}\pi - 2\alpha\right)\sin(\alpha - 30)\right].$$

Выполняя тригонометрические преобразования, имеем:

$$I_d = \frac{3}{\pi}\frac{U_{max}}{\omega_0 L}\left[\sqrt{3}\cos\alpha + \sin\alpha - \right.$$

$$\left. - \left(\frac{4}{3}\pi - 2\alpha\right)\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\alpha - \frac{\cos\alpha}{2}\right)\right]. \qquad (16)$$

Для СИФУ $\alpha = K_y U_y$, где $K_y = \text{const}$. После замены в (16) переменной α на U_y получаем:

$$I_d = \frac{3}{\pi}\frac{U_{max}}{\omega_0 L}\left[(\sqrt{3}\cos K_y U_y + \sin K_y U_y) - \right.$$

$$\left. - \left(\frac{4}{3}\pi - 2K_y U_y\right)\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\sin K_y U_y - \frac{\cos K_y U_y}{2}\right)\right].$$

Взяв производную от I_d по U_y, после преобразования получим:

$$\frac{dI_d}{dU_y} = \frac{K'_п}{R_{фикт}} = -\frac{U_{max}}{\omega_0 L}\left(2 - \frac{3\alpha}{\pi}\right)K_y \sin\alpha\,(1 + \sqrt{3}\,\text{ctg}\,\alpha). \qquad (17)$$

Для граничного режима $\lambda_{гр} = 2\pi/m$. В мостовой схеме $\lambda^{м}_{гр} = 60°$, тогда, подставляя в (13) $\lambda^{м}_{гр}$ и решая относительно α, получаем $\alpha_{гр} = 90°$. Подставляя это значение в (17) и преобразуя, находим:

$$\frac{K'_{п,гр}}{R_{фикт,гр}} = -\frac{1}{2} I_{d\,max} K_y. \qquad (17а)$$

Как видно из (13), при $\lambda_{120} = 0$ $\alpha_{\lambda=0} = 120°$. Подставляя в (17), получаем:

$$K''_п - / R_{фикт} = 0.$$

Следовательно, в режиме прерывистого тока для заторможенного двигателя при изменении α от 90 до 120° происходит уменьшение отношения $K'_п/R_{фикт}$ от некоторого максимального значения до нуля. Знак минус в выражении (17а) указывает на характер наклона кривой. Так как

$$R_{\text{фикт}} = \frac{2}{3} \frac{\pi\omega_0 L}{\left(\frac{4}{3}\pi - 2\alpha\right)^2},$$

то, умножив (17) на $R_{\text{фикт}}$, получим выражение $K'_{\text{п.м}}$ для мостовой схемы:

$$K'_{\text{п.м}} = \frac{3U_{max}K_{\text{у}}\sin\alpha}{2\pi\left(2 - \frac{3\alpha}{\pi}\right)}(1 + \sqrt{3}\ \text{ctg}\,\alpha). \tag{18}$$

Для $\alpha_{\text{гр}} = 90°$

$$K'_{\text{п}} = \frac{3}{\pi} U_{max} K_{\text{у}}. \tag{19}$$

Так же может быть получено выражение для коэффициента усиления ТП в режиме непрерывного тока. В выражении среднего значения напряжения непрерывного тока (7) произведем замену переменной α на $U_{\text{у}}$. Возьмем производную от U_d по $U_{\text{у}}$ и с учетом того, что $K_{\text{у}} = \text{const}$,

$$dU_d/dU_{\text{у}} = -E_{d0}K_{\text{у}}\sin K_{\text{у}}U_{\text{у}}. \tag{20}$$

Так как

$$E_{d0} = \frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}U_{max}, \tag{21}$$

то для мостовой схемы после подстановки (21) в (20) получим:

$$K_{\text{п}} = \frac{dU_d}{dU_{\text{у}}} = \frac{3U_{max}K_{\text{у}}}{\pi}\sin\alpha. \tag{22}$$

При $\alpha = 90°$ выражение (22) совпадает с выражением, полученным для граничного режима прерывистого тока (19).

Из анализа выражения (22) ясно, что наибольшее значение коэффициента усиления ТП будет при $\alpha = 90°$ и в окрестностях этого значения, а при $\alpha = 0$ коэффициент усиления равен нулю. Это подтверждает и регулировочная характеристика ТП, представленная в [33].

Приняв

$$K'_{\text{п}\,max} = \frac{3}{\pi} U_{max} K'_{\text{у}},$$

а $K'_{\text{п}*} = K'_{\text{п}}/K'_{\text{п}\,max}$ и поделив левую и правую части выражения (18) на $K'_{\text{п}\,max}$, получим значение коэффициента усиления ТП в относитель-

Таблица

α, град	$\sin\alpha$	$\frac{\alpha}{60}$	$2-\frac{\alpha}{60}$	$(2-\frac{\alpha}{60})\cdot 2$	$\operatorname{ctg}\alpha$	$\sqrt{3}\operatorname{ctg}\alpha$	$\sqrt{3}\operatorname{ctg}\alpha+1$	$K'_{п*}$
90	1	1,5	0,5	1	0	0	1	1
95	0,9962	1,583	0,417	0,834	0,0875	0,1513	0,8487	1,013
100	0,9848	1,666	0,3340	0,668	0,1763	0,3049	0,6951	1,02
105	0,9659	1,75	0,25	0,5	0,2679	0,463	0,537	1,03
110	0,9397	1,833	0,167	0,334	0,3640	0,6297	0,37	1,04
115	0,9063	1,916	0,084	0,168	0,4663	0,8066	0,1934	1,04
120	0,8660	2	0	0	0,5774	1	0	1,045

ных единицах:

$$K'_{п*} = \frac{\sin\alpha(1+\sqrt{3}\operatorname{ctg}\alpha)}{2(2-3\alpha/\pi)}. \qquad (23)$$

По (23) рассчитаны значения коэффициента $K'_{п*}$ в зоне прерывистого тока для заторможенного двигателя. Результаты расчета приведены в табл. 1.

Как видно из таблицы, при изменении угла $\alpha_{гр}$ от 90 до 120° $K'_{и*}$, а следовательно, и $K'_п$ практически не изменяются. Это подтверждается [28].

Из представленных в [28] регулировочных характеристик ТП видно, что в интервале изменения α от $\frac{\pi}{2}$ до $\frac{2}{3}\pi$ их наклон остается неизменным при наличии линейной зависимости между α и $U_у$, что согласуется со сделанными ранее выводами.

Следовательно, в зоне прерывистых токов характеристика $I_d = f(U_у)$, рассматриваемая как изменение

$$K'_п / R_{фикт} = f(U_у), \qquad (24)$$

фактически характеризует зависимость:

$$1/R_{фикт} \approx f(U_у). \qquad (25)$$

Но в дальнейшем, для большей наглядности и понимания физики явлений, будем рассматривать зависимость (24) вместо (25).

Неопределенность в последней строке табл. 1 раскрывается на основании правила Лопиталя [35]. Так как в соответствии с этим правилом

$$\lim_{\alpha\to 120^\circ} K'_{п*} = \lim_{\alpha\to 120^\circ} \frac{\sin\alpha(1+\sqrt{3}\operatorname{ctg}\alpha)}{2(2-3\alpha/\pi)},$$

то, получив производные от числителя и знаменателя по переменной α и подставив ее значение, равное 120°, после соответствующих преобразований получим:

$$K'_{\text{п}\alpha=120°*} = 3{,}14/3 \approx 1{,}045.$$

8. Методы и средства адаптации регуляторов тока тиристорного электропривода к режиму прерывистого тока

Из-за значительного повышения требований к современным металлургическим электроприводам в части быстродействия и других показателей качества, зависящих от изменения структуры, вызванного влиянием зоны прерывистых токов и неизбежно приводящего к нарушению условий оптимизации в контуре тока, в схемах электроприводов нашли применение различные способы адаптации.

Известные схемы устройств адаптации могут быть подразделены на два вида:

1) первый вид включает адаптивные регуляторы, изменяющие структуру РТ в целях адаптации токового контура при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого. Эти регуляторы называются регуляторами с переключением структуры (релейного типа);

2) второй вид устройств осуществляет адаптацию посредством воздействия обратных связей на структуру объекта регулирования, в силу чего они условно могут быть названы регуляторами без переключения структур.

В свою очередь, адаптивные регуляторы релейного типа ввиду различия конструкции чувствительных элементов могут подразделяться на регуляторы, работающие в функции мгновенных значений тока якоря или в функции среднего тока. Более подробно об этом будет сказано далее.

Само понятие адаптации может быть сформулировано как приспособление структуры и параметров РТ (для первого) или объекта регулирования (для второго вида) для обеспечения оптимальных условий настройки токового контура при переходе из режима непрерывного тока в режим прерывистого.

8.1. Регуляторы с переключением структур

При применении адаптивного регулятора этого типа происходит автоматическая перестройка структуры РТ при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого. Критерием сохранения качества регулирования является неизменность передаточной функции разомкнутого контура тока. Согласно § 7, для того чтобы поддержать равенство передаточной функции при прерывистом и непрерывном токах, РТ должен:

а) иметь пропорционально-интегральную (ПИ) характеристику при непрерывном токе и передаточную функцию

$$W_{\text{р.т}}(p) = \frac{(T_{\text{я}} p + 1) R_{\text{я}}}{K_{\text{п}} K_{\text{т}} 2 T_{\mu} p},$$

б) иметь интегральную (И) характеристику при прерывистом токе и передаточную функцию

$$W'_{\text{р.т}}(p) = \frac{R'_{\text{фикт}}}{K'_{\text{т,п}} K_{\text{т}} 2 T_{\mu} p}.$$

При этом в соответствии с (5) постоянная интегрирования РТ при переходе из непрерывного в прерывистый режим должна изменяться в число раз

$$R_{\text{фикт}} K_{\text{п}} / (K'_{\text{п}} R_{\text{я}}). \qquad (26)$$

Реализация адаптивных регуляторов требует специальных схемных решений для автоматической перестройки структуры РТ.

Варианты схем. На рис. 25, *а* представлен адаптивный РТ фирмы АЕГ (ФРГ) [13, 22, 27]. Регулятор состоит из двух частей: изменяемой и неизменяемой. Неизменяемая часть выполнена на усилителе *A1*, который является И-регулятором с передаточной функцией

$$W^{\text{п}}_{\text{р.т}}(p) = 1/(T_{\text{и}} p),$$

где $T_{\text{и}} = C_2 R_6$.

Изменяемая часть выполнена на усилителе *A2*. В режиме непрерывного тока контакт *SA* чувствительного элемента разомкнут и передаточная функция изменяемой части имеет вид

$$W^{\text{н}}_{\text{р.т}}(p) = \frac{K_1 (T_{\text{я}} p + 1)}{T_1 p + 1},$$

где

$$K_1 = \frac{R_3 (R_2 + R_4)}{(R_2 + R_4 + R_3) R_1}; \qquad T_{\text{я}} = \left(\frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_5 \right) C_1;$$

$$T_1 = \left(\frac{R_2 R_4}{R_3 + R_2 + R_4} + R_5 \right) C_1.$$

Учитывая, что обычно $R_2 = R_4$, а также то, что $R_5 \ll R_2, R_4$, а $R_3 \gg R_2, R_4$, то $T_{\text{я}} \gg T_1$.

При этом можно считать, что $T_{\text{я}} = (R_2/2) C_1$; $K'_1 = 2R_2/R_1$ и $T'_1 = (R_2/R_3 + R_5) C_1$ (T_1 – постоянная времени изменяемой части регулятора).

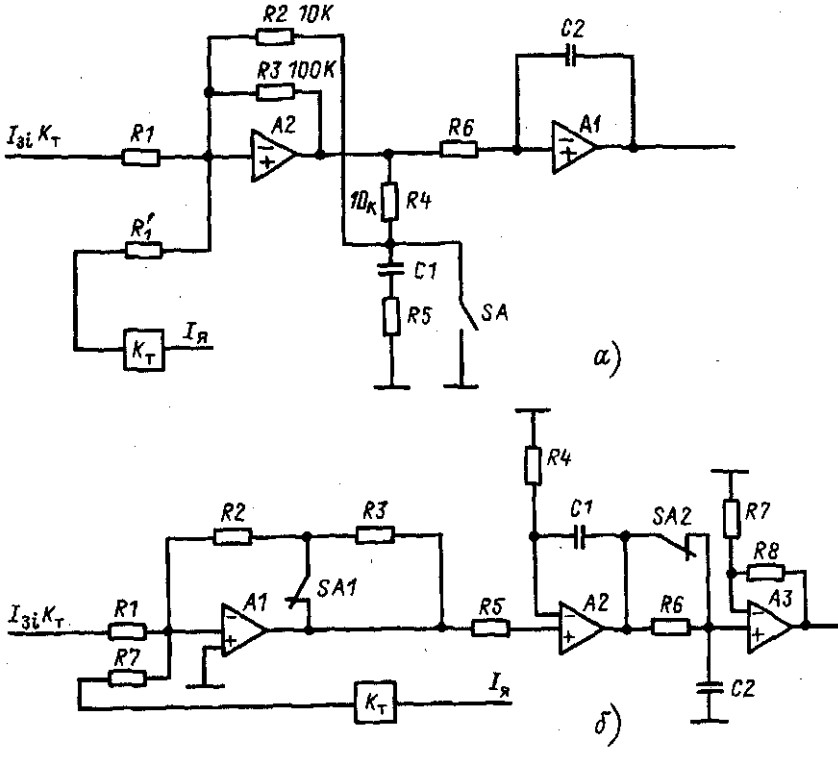


Рис. 25. Принципиальные схемы адаптивных РТ:
а – фирмы АЕГ; *б* – фирмы "Сименс"

В режиме прерывистого тока контакт *SA* чувствительного элемента замкнут, и передаточная функция изменяемой части

$$W^{п}_{р.т}(p) = K_2,$$

где $K_2 = R_3/R_1$.

Таким образом, РТ преобразуется в И-регулятор, а его коэффициент увеличивается в $K2/K1 = R_3/(R_2 + R_4)$ раз.

Так как коэффициент усиления токового контура при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого уменьшается на значение, определяемое выражением (26), то ясно, что для адаптации токового контура необходимо, чтобы коэффициент усиления РТ при отмеченных условиях был увеличен в соответствии с приведенными выше соотношениями. Поэтому настройка регулятора производится таким образом, чтобы

$$K_2/K_1 = K_п' R_я/(R_{фикт} K_п).$$

Схема адаптивного регулятора фирмы "Сименс" представлена на рис. 25, *б* [27]. Схема выполнена на трех усилителях *A1, A2, A3*. Усилитель *A1* является пропорциональной изменяемой частью РТ с передаточной функцией $W_{A1}(p) = K_{A1}$. Усилитель *A2* – неизменяемая его часть. Передаточная функция *A2*

$$W_{A2}(p) = (T_1 p + 1)/T_1 p,$$

где $T_1 = R_4 C_1$. Ключи *SA1* и *SA2* работают в зависимости от состояния сигнала на выходе чувствительного элемента датчика мгновенного значения тока. В режиме непрерывного тока чувствительные элементы *SA1* и *SA2* замкнуты и шунтируют резисторы *R3* и *R6*, а РТ выполняет функцию ПИ-регулятора. Тогда с учетом малого выходного сопротивления усилителя *A2* передаточную функцию РТ можно представить в виде

$$W^{н}_{р.т}(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_2 p},$$

где $T_2 = R_4 C_1 / K_{A1}$.

Выбор резисторов *R4, R1, R2* и конденсатора *C1* осуществляют, исходя из известной методики настройки системы на технический оптимум. В режиме прерывистого тока контакты чувствительных элементов *SA1* и *SA2* разомкнуты и, ввиду того, что резистор *R6* не закорочен, на вход усилителя *A3* включается инерционное звено *R6–C2*. Так как усилитель *A3* работает в режиме повторителя и имеет высокое входное сопротивление, то при разомкнутом контакте *SA2* передаточная функция инерционного звена (фильтра)

$$W_{ф}(p) = 1/(T_3 p + 1),$$

где $T_3 = R_6 C_2$.

Одновременно увеличивается коэффициент усиления усилителя *A1*, который теперь равен:

$$K'_{A1} = (R_2 + R_3)/R_1.$$

Если $R_5 C_2 = R_4 C_1$ и форсирующее звено $(T_1 p + 1)$ скомпенсировано инерционным звеном $1/(T_3 p + 1)$, то передаточная функция РТ

$$W^{п}_{р,т}(p) = 1/(T_4 p),$$

где $T_4 = R_4 R_1 C_1 / (R_2 + R_3)$.

Сопротивление резистора *R3* выбирается из условия

$$R_2/(R_3 + R_2) = K_п R_я / (R_{фикт} K_п).$$

Данный РТ менее чувствителен к помехам по сравнению с РТ фирмы АЕГ.

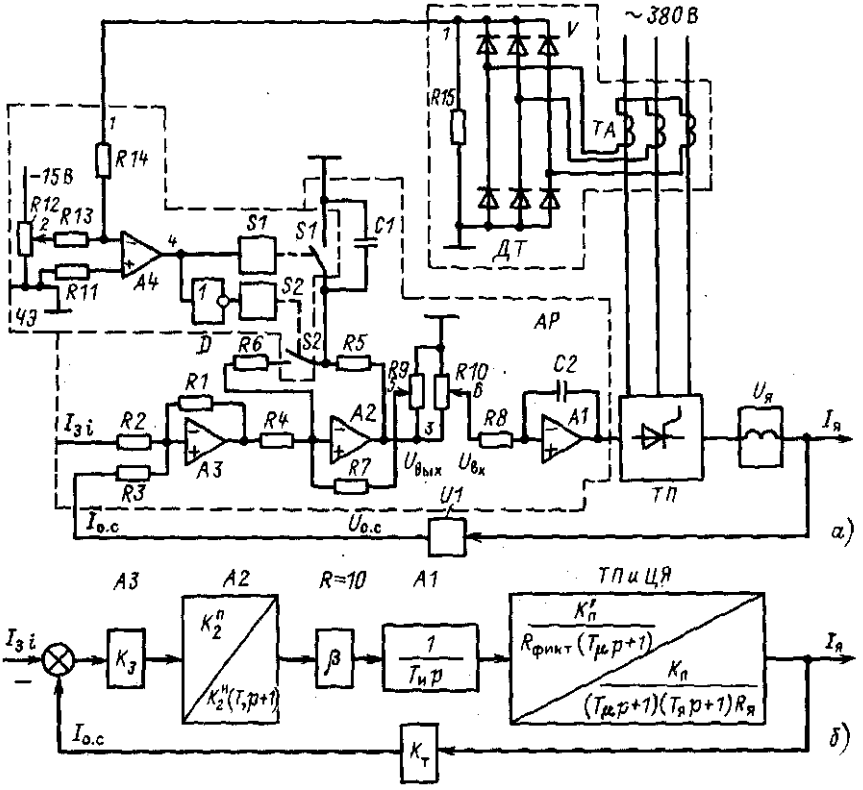


Рис. 26. Принципиальная (*а*) и структурная (*б*) схемы адаптивного РТ фирмы "Шкет"

На рис. 26, *а* представлены принципиальная и структурная схемы адаптивного РТ фирмы "Шкет" (ГДР) [7].

Кроме адаптивного регулятора *АР* на рис. 26, *а* представлены: чувствительный элемент *ЧЭ*, датчик мгновенного значения тока якоря *ДТ*, *ТП*, звено-цепь якоря *ЦЯ* и датчик тока *U1* в обратной связи по току якоря.

Датчик тока состоит из трансформаторов тока *ТА* в силовой цепи *ТП* и диодного моста *V*. Сигнал датчика тока подается на компаратор чувствительного элемента, который выполнен на усилителе *А4*. Компаратор воздействует на ключ *S1* и через инвертор *D* на ключ *S2*. Изменением состояния контактов ключей *S1* и *S2* осуществляется преобразование структуры адаптивного РТ.

Адаптивный РТ состоит из неизменяемой части (операционный усилитель *А1*, выполненный как звено И с постоянной интегрирования $T_и = C_2R_8$ и изменяемой части, выполненной на операционном усили-

теле *A2*. На схеме также показан сумматор – операционный усилитель *A3*, имеющий коэффициент усиления $K_3 = R_1/R_3$.

В зоне непрерывного тока сигнал от датчика тока на входе *1* компаратора *A4* превышает сигнал порога срабатывания компаратора на входе *2* и тогда на его выходе *4* будет 0, контакт *S1* разомкнут, а контакт *S2* замкнут. При этом образуется структура ПИ-регулятора на усилителе *A2*. В этом случае передаточная функция звена *A2*:

$$W^{н}_{A2} = \frac{K_2^{н}(Tp + 1)}{(T_1 p + 1)}, \tag{27}$$

где

$$K_2^{н} = \frac{(R_5 + R_6)R_7/n}{(R_5 + R_6 + R_7/n)R_4};$$

$$T = \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6} C_1; \tag{28}$$

$T_1 = (R_5R_6/R_5 + R_6 + R_7/n)C_1$; $n = U_{о.с}/U_{вых}$ (согласно схеме рис.26, *а*); $U_{о.с}$ и $U_{вых}$ – напряжения в точках *5* и *3* соответственно.

Если $R_7/n \gg R_5 + R_6$, то $T_1 \approx 0$ и выражение (27) преобразуется к виду

$$W^{н'}_{A2}(p) = K_2^{н}(Tp + 1), \tag{29}$$

где

$$K_2^{н'} = (R_5 + R_6)/R_4.$$

Передаточная функция адаптивного РТ для этого случая

$$W^{н}_{р.т}(p) = K_{р.т}(Tp + 1)/(Tp), \tag{30}$$

где

$$K_{р.т} = K_2^{н'} K_3 mT/T_и; \tag{31}$$

$m = U_{вх}/U_{вых}$; $U_{вх}$ – напряжение в точке *6*.

При настройке системы на технический оптимум $T = T_я$, а

$$K_2^{н'} K_3 m/T_и = K_п K_т/(R_я 2T_\mu). \tag{32}$$

При переходе в зону прерывистого тока на выходе *A4* – логическая 1 и контакт *S1* замкнут, а контакт *S2* разомкнут. В этом случае передаточная функция изменяемой части имеет вид

$$W^{п}_{A2}(p) = K_2^{п}$$

и передаточная функция адаптивного РТ

$$W^{\text{п}}_{\text{р.т}}(p) = \frac{K_2^{\text{п}} m}{\frac{T_{\text{и}}}{K_{\text{з}}} p}, \tag{33}$$

где

$$K_2^{\text{п}} = R_7/(nR_4). \tag{34}$$

При настройке регулятора обеспечивается равенство

$$K_2^{\text{п}}/K_2^{\text{н}'} = K_{\text{п}} R_{\text{фикт}}/(R_{\text{я}} K'_{\text{п}}). \tag{35}$$

С учетом (31) при заданных m и $T_{\text{и}}$ найдем коэффициент усиления

$$K_{\text{з}} = \frac{T_{\text{и}} R_{\text{я}}}{K_2^{\text{н}'} K_{\text{п}} m K_{\text{т}} 2T_{\mu}}. \tag{36}$$

Изменение структуры РТ при переходе из одной зоны в другую нашло отражение в соответствующих элементах структурной схемы рис. 26, *б*.

На рис. 27 представлен адаптивный регулятор ПО "Преобразователь". Этот регулятор изменяет структуру РТ в функции среднего значения тока якоря. В качестве сигнала значения тока якоря используется сигнал задания $U_{\text{з}i}$, промоделированный апериодическим звеном, выполненным на усилителе *A1*. Постоянная времени усилителя *A1*–$T_{\text{ф}}$ равна постоянной времени контура тока (более подробно об этом см. п. 8.2). Поэтому с некоторым приближением можно считать, что сигнал на выходе *A1* как в статике, так и в динамике (для не очень быстрых изменений задания на ток) является величиной, пропорциональной току якоря. Сигнал поступает на вход звена выделения модуля *A5* и далее на вход порогового устройства *A6*. При работе адаптивного РТ замкнуты клеммы *6–7*, а *7–8* разомкнуты.

Независимо от значения полярности сигнала на выходе *A1* на входе *R34* усилителя порогового устройства *A6* полярность сигнала будет неизменной, т.е. всегда будет приходить минус. На другой вход *R36* устройства *A6* от генератора *V10, V12* приходит пилообразное напряжение положительной полярности. Если этот сигнал превышает сигнал на входе *R34* (при малых значениях $U_{\text{з}i}$), то на выходе *A6* сигнал отрицательной полярности (логический 0) и ключи *V8.3* и *V7.1* замкнуты. В этом случае РТ преобразуется в И-регулятор (зашунтировано *R17*) с коэффициентом усиления, соответствующим режиму прерывистого тока (резисторы *R2, R4* и *R3, R5* попарно включены в параллель). Если сигнал на входе *R34* устройства *A6* больше сигнала на входе *R36*, то на выходе компаратора *A6* появится сигнал положительной полярности (логическая 1), который разомкнет ключи *V7.1* и *V8.3*. При этом РТ будет включен как ПИ-регулятор (*R17* не шунтируется) с

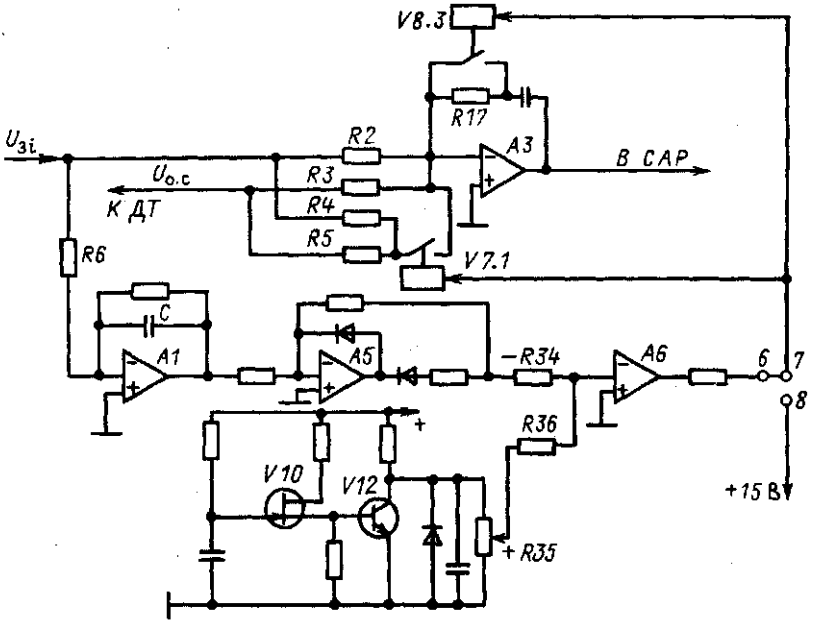


Рис. 27. Принципиальная схема адаптивного регулятора ПО "Преобразователь"

меньшим коэффициентом усиления $K_{р.т}$ (включены *R2* и *R3*, а *R4* и *R5* отключены). При некотором значении $U_{зi\,max}$ на выходе *А6* установится логическая 1. С некоторым допущением можно считать, что сигнал $U_{зi}$ пропорционален току якоря двигателя. Тогда граничнонепрерывный ток $I_{гр.н}$ должен соответствовать некоторому значению $U_{зi\,гр.н}$. Оно должно быть немного меньше или равно амплитудному значению пилообразного напряжения $U_{п\,max}$. Нужное соотношение сигналов устанавливается посредством потенциометра *R35*.

Так как пилообразное напряжение изменяется от нулевого до некоторого максимального значения (рис. 28, *а*), то чем меньше сигнал $U_{зi}$ по сравнению с сигналом, соответствующим $U_{п\,max}$, тем меньше время t в течении периода пилообразного напряжения T, при котором ключи *V7.1* и *V8.2* будут находиться в разомкнутом состоянии (рис. 28, *б*). При разомкнутых ключах формируется структура РТ (рис. 28, *в*) с минимальной постоянной интегрирования $T_и$ (наибольшим $k_{р.т}$) в пределе $T_{и\,min} \to 0$, и при этом коэффициент усиления регулятора $K_{р.т} \to \infty$, что соответствует значению фиктивного сопротивления $R_{фикт} \to \infty$. Фактически $T_{и\,min}$ соответствует некоторому конечному значению, выбранному из соотношения:

$$T_{и\,min} = T_и^н \frac{K_п R_{фикт\,min}}{R_я K_п'},$$

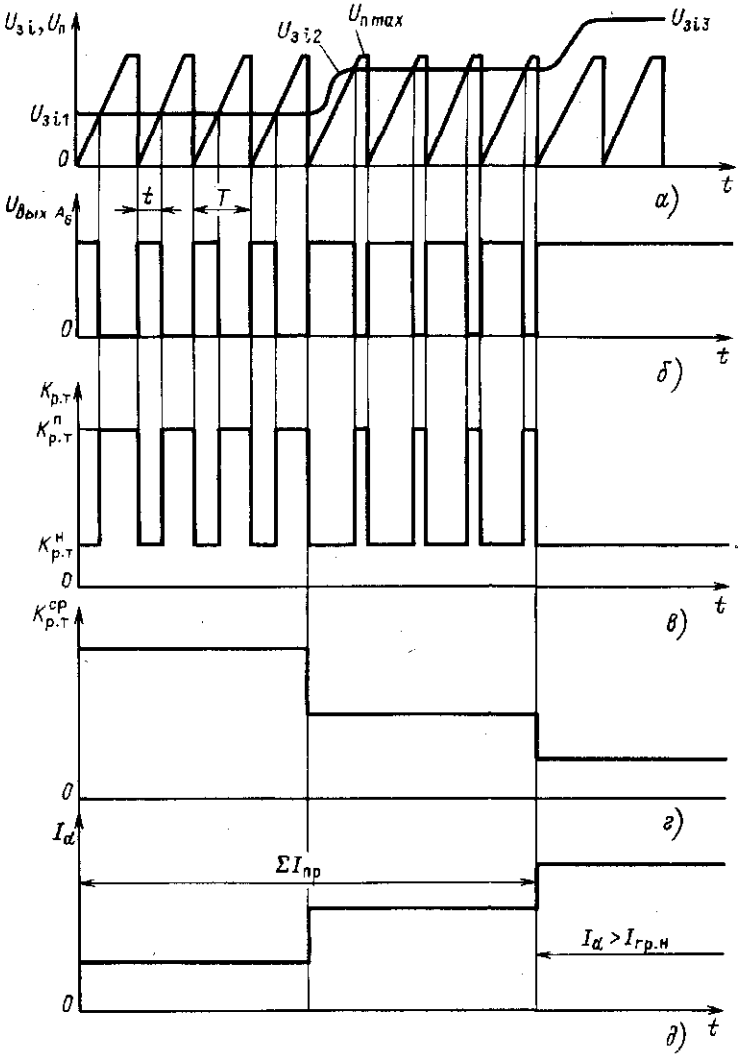


Рис. 28. Осциллограммы, поясняющие принцип работы чувствительного элемента адаптивного регулятора по рис. 27

где $T^{н}_{и}$ – постоянная интегрирования РТ в непрерывном режиме; $R_{фикт\,min}$ – сопротивление цепи якоря для некоторого минимального значения прерывистого тока якоря.

Среднее значение постоянной интегрирования РТ во всем диапазоне прерывистого тока $T^{ср}_{и\,i} = T^{н}_{и}\, t/T$,

Таким образом, с частотой пилообразного напряжения будет осуществляться широтно-импульсная модуляция коэффициента усиления контура тока $K^{ср}_{р.т}$ (рис. 28, *г*) в процессе изменения тока якоря от минимального его значения до значения в режиме непрерывного тока (рис. 28, *д*). При переходе в зону непрерывного тока ключи *V7.1* и *V8.2* размыкаются, и устанавливается значение $T_{и i} = T^{н}_{и}$.

Если нет необходимости в использовании РТ в качестве адаптивного регулятора, отключается апериодическое звено *A1*, и на ключи *V7.1*, *V8.3* постоянно подается напряжение +15 В (замкнуты клеммы *7–8*, а *6–7* разомкнуты). При этом ключи *V7.1* и *V8.3* разомкнуты. Настройка РТ в этом случае осуществляется в соответствии с известным принципом настройки систем подчиненного регулирования и здесь не приводится.

Следует отметить, что рассмотренный адаптивный регулятор целесообразно применять только вместе с эталонной моделью самонастраивающейся системы (см. п. 8.2), так как кроме недостатков, свойственных адаптивным регуляторам, изменяющим структуру РТ в функции среднего, а не мгновенного значения тока (см. п. 8.2), он имеет еще тот недостаток, что в переходном процессе (при быстром отклонении сигнала задания тока) значение тока якоря может изменяться не пропорционально изменению сигнала на выходе *A1*. Рассогласование между обоими сигналами (тока якоря и выхода *A1*) существенно снижается при применении вместе с адаптивным регулятором эталонной модели самонастраивающиеся системы. К такому же выводу приводят результаты эксперимента, приведенные в [36].

Из рассмотрения представленных схем адаптивных РТ (рис. 25, *а, б*, 26, *а* и 27) можно заключить, что они построены по общему принципу. Он состоит в том, что в режиме непрерывного тока РТ должен иметь ПИ-характеристику, в то время как в режиме прерывистого И-характеристику. При этом коэффициент усиления РТ во втором случае должен быть увеличен по сравнению с первым во столько раз, во сколько изменяется (26).

Для реализации такой настройки РТ была предложена методика, приведенная в [7]. Суть ее заключается в том, что по снятой при заторможенном двигателе характеристике $I_d = f(U_у)$ (рис. 29) определяется отношение коэффициента усиления ТП к сопротивлению цепи якоря для соответствующих режимов. При этом

$$K_п/R_я = \Delta I^{н}_d/\Delta U^{н}_у, \text{ а } K'_п/R_{фикт} = \Delta I^{п}_d/\Delta U^{п}_у,$$

где $\Delta I^{п}_d$, $\Delta I^{н}_d$ и $\Delta U^{п}_у$, $\Delta U^{н}_у$ – приращения токов якоря и соответствующие им значения напряжений управления в режимах прерывистого и непрерывного токов.

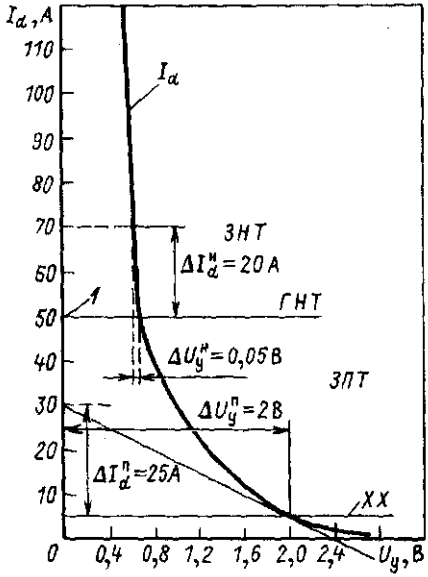


Рис. 29. Зависимость $I_d = f U_y$:

ЗНТ – зона непрерывного тока; *ГНТ* – гранично-непрерывный ток; *ЗПТ* – зона прерывистого тока; *ХХ* – холостой ход

Тогда отношение (26) можно представить в виде

$$\frac{K'_п R_я}{R_{фикт} K_п} = \frac{\Delta I_d^п \, \Delta U_y^н}{\Delta U_y^п \, \Delta I_d^н}. \qquad (37)$$

Следует отметить, что для определения отношения $K'_п/R_{фикт}$ существенную роль играет то минимальное значение тока, при котором работает электропривод в режиме прерывистого тока (ток холостого хода). Но, как будет видно из рассмотрения работы чувствительного элемента (индикатора тока), такой подход будет справедлив только для некоторого класса адаптивных регуляторов, определяемых схемой их чувствительного элемента и работающих в функции среднего значения тока якоря. Для регуляторов, работающих в функции мгновенного тока якоря, следует исходить из минимального значения $K'_п/R_{фикт}$, соответствующего полному отсутствию тока. Но так как эта точка характеристики соответствует $R_{фикт} \to \infty$, а $K'_п/R_{фикт} \to 0$, то коэффициенты усиления РТ и всего контура регулирования (тока) в этом случае были бы равны бесконечности. Поскольку последнее противоречит требованиям устойчивости системы и физическим возможностям элементов системы регулирования, то необходимое значение принимается отличным от нуля.

При практической реализации предложенного метода наладки адаптивного РТ фирмы "Шкет" (см. рис. 26, *а*) [7]определяются значения величин $K_т$, T_μ и $T_я$, снимается зависимость $I_d = f(U_y)$ (рис. 29). Задаются значениями сопротивлений резисторов *R2–R8*, конденсатора C_2 и коэффициентами *n* и *m*. Значение сопротивления резистора *R7* выбирается максимально возможным.

Учитывая (29), (34) и (37), из (35) получаем:

$$R_5 + R_6 = \frac{\Delta I_d^{\text{п}} \Delta U_{\text{у}}^{\text{н}} R_7}{\Delta U_{\text{у}}^{\text{п}} \Delta I_d^{\text{н}} n}. \qquad (38)$$

Так как $T = T_{\text{я}}$, то из (28) получим:

$$C_1 = T_{\text{я}}(R_5 + R_6)/(R_5 R_6).$$

Из (29) получено значение $K_2^{\text{н}} = (R_5 + R_6)/R_4$, а из (34) – $K_2^{\text{п}} = R_7/(nR_4)$.

Постоянная интегрирования неизменяемой части адаптивного регулятора подсчитывается по выражению: $T_{\text{и}} = R_8 C_2$, откуда на основании (36) получают K_3. Согласно схеме на рис. 26, *б*, $R_1 = R_2 K_3$. При этом $R_1 = R_3$.

Из (30), (31) и (33) определяют $W_{\text{р.т}}^{\text{н}}(p)$, $K_{\text{р.т}}$ и $W_{\text{р.т}}^{\text{п}}(p)$ соответственно.

Пример расчета и настройки регулятора. В качестве примера приведен расчет адаптивного РТ фирмы "Шкет", применяемого в схеме электропривода сортопрокатного стана завода "Серп и молот".

Исходные данные:

$R_7 = 510$ кОм; $n = m = 0{,}5$; $R_2 = R_3 = 82$ кОм;

$R_4 = R_8 = 22$ кОм; $C_2 = 1$ мкф; $T_{\text{я}} = 0{,}036$ с; $K_{\text{т}} = 0{,}035$ В/А;

$T_{\mu} = 0{,}01$ с.

С учетом зависимости $I_d = f(U_{\text{у}})$ (рис. 29) получим:

а) для режима прерывистого тока, соответствующего току холостого хода,

$$K_{\text{п}}/R_{\text{фикт}} = \Delta I_d^{\text{п}}/\Delta U_{\text{у}}^{\text{п}} = 12{,}5 \text{ А/В};$$

б) для режима непрерывного тока

$$K_{\text{тп}}/R_{\text{я}} = 400\, A/B.$$

Принимаем $R_5 = R_6$, тогда согласно (38):

$$R_5 = \frac{510 \cdot 12{,}5}{2 \cdot 0{,}5 \cdot 400} \approx 16 \text{ кОм},$$

в соответствии с (27)

$$K_2^{\text{н}'} = 2 \cdot R_5/R_4 = 2 \cdot 16/22 = 1{,}45 \text{ В/В}; \; C_1 = 2 \cdot 0{,}036 \cdot 10^6/(16 \cdot 10^3) = 4{,}5 \text{ мкф}; \; T_{\text{и}} = 1 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-3} = 0{,}022 \text{ с}.$$

На основании (36):

$$K_3 = \frac{0{,}022}{1{,}45 \cdot 0{,}5 \cdot 400 \cdot 0{,}035 \cdot 2 \cdot 0{,}01} = 0{,}108,$$

тогда $R_2 = R_1 = 82 \cdot 0{,}108 = 8{,}8$ кОм.

На основании (29) – (31) и (33) имеем:

$$K_2^{н} = 510/(0{,}5 \cdot 22) = 46 \text{ В/В};$$

$$K_{р.т} = \frac{1{,}45 \cdot 0{,}108 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}036}{0{,}022} = 0{,}128 \text{ В/В};$$

$$W_{р.т}^{н}(p) = \frac{0{,}128\,(0{,}036p + 1)}{0{,}036p} = \frac{(0{,}036p + 1)}{0{,}28p};$$

$$W_{р.т}^{п}(p) = \frac{46 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}108}{0{,}022p} = \frac{1}{0{,}0082p}.$$

После произведенной настройки адаптивного РТ в соответствии с приводимыми данными переходные процессы в зоне непрерывного и прерывистого тока различаются не очень существенно [7].

Чувствительные элементы адаптивных регуляторов. Существуют два принципа построения датчиков или устройств чувствительных элементов, являющихся индикаторами тока якоря.

Согласно первому принципу, чувствительный элемент (ЧЭ) адаптивного регулятора производит измерение среднего значения тока якоря или его эквивалента (ПО "Преобразователь"). В этом случае срабатывание ключа происходит при фиксированном значении прерывистого тока. При использовании датчика среднего тока ток снимается с фильтра на выходе датчика тока. В этом случае быстродействие датчика невысокое. Кроме того, усложняется расчет и выбор параметров системы при настройке адаптивного регулятора на фиксированное значение тока, которое следует считать граничным при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого. При проведении оптимизации контура тока результаты могут оказаться не вполне удовлетворительными, поскольку происходит усреднение условий оптимизации во всем возможном диапазоне прерывистого тока.

Согласно второму принципу, чувствительный элемент осуществляет измерение мгновенных значений тока якоря (адаптивные регуляторы фирм АЕГ, "Сименс" и "Шкет").

Пороговое устройство чувствительного элемента настраивается на минимально возможное мгновенное значение тока, и его ключи (или ключ) переключают адаптивный регулятор из одного положения (во время существования тока) в другое (в период паузы). Частота этих переключений зависит от скважности тока, а сигнал на переключение

снимается с безынерционного датчика тока, т.е. непрерывно учитывается изменение параметра объекта регулирования.

Преимущество такого регулятора заключается в том, что его настройка должна осуществляться исходя из минимального значения прерывистого тока, близкого к тем условиям, когда ток отсутствует полностью, т.е. при $T_я = 0$ и $K_п/R_{фикт} = 0$.

На самом деле принимается, что $K_п/R_{фикт} > 0$, так как чувствительный элемент срабатывает при некотором значении тока, которое отлично от нуля. Вместе с тем, как об этом было сказано ранее, выбор коэффициента усиления адаптивного РТ для крайнего случая отсутствия тока диктуется соображениями устойчивости.

Адаптивный РТ при настройке чувствительного элемента не по среднему, а по мгновенному значению имеет то преимущество, что в процессе работы происходит его автоматическая самонастройка на среднее значение тока, характерное для той или иной рабочей зоны прерывистого тока, т.е. автоматически выбирается нужное значение $K_п'/R_{фикт}$, соответствующее среднему значению тока в некоторый конкретный момент времени.

Схема ЧЭ адаптивного РТ, работающего по принципу измерения мгновенного значения тока, представлена на рис. 26, *а*. Как видно из схемы, от силовой сети, питающей выпрямитель цепи якоря, через трансформатор тока *ТА* и диодный мост *V* сигнал, пропорциональный $I_я$, подается на вход *1* порогового устройства чувствительного элемента, собранного на усилителе *А4*. На вход *2* усилителя *А4* подается постоянный сигнал источника постоянного тока – 15 В.

При некотором минимальном значении тока якоря сигнал в точке *1* превышает сигнал в точке *2*, и пороговое устройство *А4* (с учетом соотношения *R14* и *R13*) срабатывает. На выходе *4* появляется логическая 1 (–10 В), и путем отключения электронного ключа *S1* и включения ключа *S2* адаптивный РТ осуществляет режим настройки на непрерывный ток.

При уменьшении тока до значения, меньшего порога срабатывания усилителя *А4* (сигнал на входе *1* станет меньше сигнала на входе *2*), на выходе *4* появится сигнал положительной полярности, и адаптивный регулятор переключится в положение, соответствующее настройке в режиме прерывистого тока (*S1* включен, а *S2* отключен).

Усилитель *А4* не охвачен отрицательной обратной связью, что необходимо для повышения чувствительности порогового устройства и снижения его коэффициента возврата.

Настройку чувствительного элемента, показанного на рис. 26, *а*, осуществляют следующим образом: после проверки схемы ТП, включенного в цепь якоря двигателя, ток увеличивают до значения, не превышающего минимально возможный прерывистый ток.

При одном из способов настройки используется двухлучевой осциллограф, один канал которого подключают ко входу порогового устройства (точка *1*), а другой – к выходу *А4* (точка *4*).

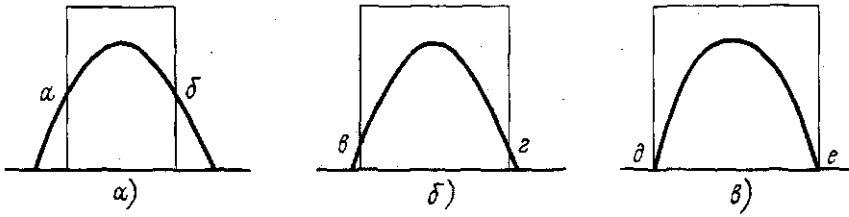


Рис. 30. Осциллограммы, поясняющие принцип настройки чувствительного элемента адаптивного регулятора по рис. 26, *а*

На экране осциллографа наблюдают синусоидальные пульсы напряжения датчика тока и прямоугольные импульсы на выходе чувствительного элемента (рис. 30). Изменяя сопротивление резистора *R12*, настраивают пороговое устройство *А4* таким образом, чтобы ширина прямоугольных импульсов совпадала с шириной синусоидальных пульсов. Осциллограмма на рис. 30, *а* соответствует ненастроенному чувствительному элементу. На рис. 30, *б, в* показаны положения синусоидального пульса напряжения и прямоугольного импульса чувствительного элемента после окончания момента настройки, на рис. 30, *в* – случай идеальной настройки, а на рис. 30, *б* – фактической.

Разница между осциллограммами рис. 30, *б* и *в* обусловлена тем, что даже при самой высокой чувствительности должно быть минимальное напряжение, при котором срабатывает и отпускает пороговое устройство (точки *в* и *г* на рис. 30, *б*). Точки *а, в, д* – напряжения срабатывания, *б, г, е* – отпускания чувствительного элемента.

При другом способе настройки используется однолучевой осциллограф, которым измеряют амплитуду напряжения на входе в пороговое устройство *А4* (точка *1*), а затем от источника постоянного тока, подключенного к точке *1*, производят его настройку при срабатывании от напряжения, не превышающего 5 % амплитудного значения напряжения синусоиды (точки *в* и *г* на рис. 30, *б*).

Чувствительные элементы датчиков фактического значения среднего тока встречаются довольно редко, в силу чего рассмотрение методов их настройки в данном тексте не представляется целесообразным.

Датчик эквивалентного среднего тока ПО "Преобразователь" является не типичным для датчиком среднего тока, но следует считать целесообразным рассмотрение методики его наладки в гл. 4, посвященной КТЭ с ЕВО, в схеме которого он находит применение.

8.2. Регуляторы без переключения структур

Как было отмечено в п. 8.1, особенностью этого вида регуляторов является применение для адаптации контура тока обратных связей, воздействующих на структуру объекта регулирования. К вариантам схемного решения таких регуляторов относятся:

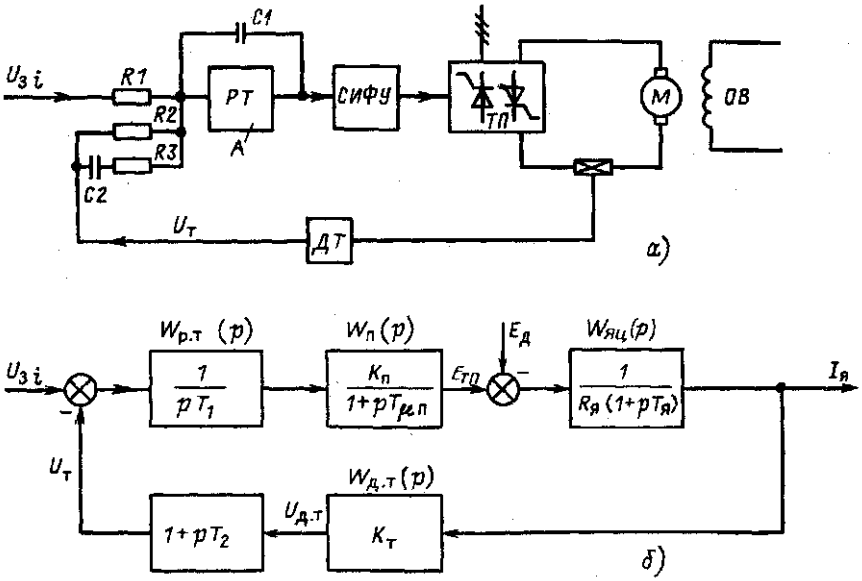


Рис. 31. Функциональная (*а*) и структурная (*б*) схемы регулирования электропривода с форсирующим звеном в цепи обратной связи по току без внутреннего контура напряжения

схема с форсирующим звеном в цепи обратной связи по току;
схема контура тока при наличии жесткой и гибкой связей по току;
схема контура тока при наличии двух жестких связей по току;
схема с эталонной моделью.

Схема с форсирующим звеном в цепи обратной связи по току. Функциональная (*а*) и структурная (*б*) схемы системы регулирования с форсирующим звеном в цепи обратной связи по току приведены на рис. 31 [16]. Широкое практическое применение этот вариант получил в электроприводах фирмы "Вестингауз". Эта схема используется также и в отечественной практике, например в электроприводе стана 1700 Челябинского металлургического комбината [16]. Находят также применение модифицированные варианты данной схемы – с внутренним контуром напряжения (рис. 32) [14, 19].

Применение форсирующего звена в цепи обратной связи по току позволяет сохранить неизменной оптимальную настройку для режима как непрерывного, так и прерывистого токов.

Возможность такой настройки обусловлена тем, что здесь используется известный принцип теории автоматического регулирования [37]. Он заключается в следующем. Передаточная функция замкнутого контура регулирования в соответствии со структурной схемой рис. 33

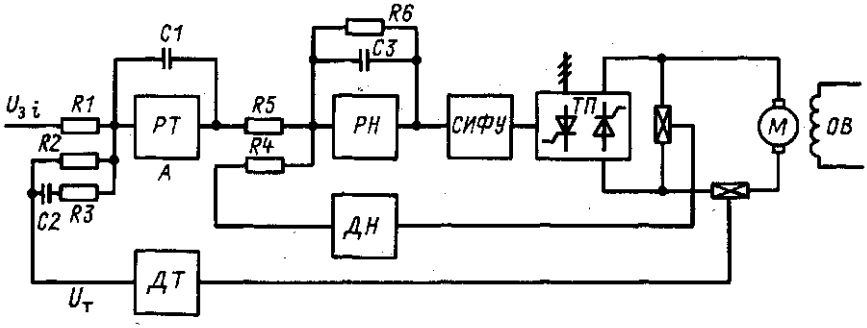


Рис. 32. Структурная схема электропривода с форсирующим звеном в цепи обратной связи по току с внутренним контуром напряжения:

ОВ – обмотка возбуждения; *ДН* – датчик напряжения; *РН* – регулятор напряжения

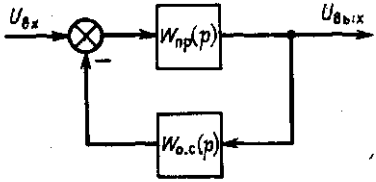


Рис. 33. Структурная схема замкнутого контура регулирования, поясняющая принцип действия схемы на рис. 31

$$W(p) = \frac{W_{пр}(p)}{1 + W_{пр}(p)\,W_{о.с}(p)}, \tag{39}$$

где $W_{пр}(p)$ – передаточные функции прямой цепи системы регулирования и $W_{о.с}(p)$ – ее обратной связи.

Передаточная функция (39) обладает тем свойством, что в том интервале частот, когда

$$[W_{о.с}\,W_{пр}] \gg 1 \tag{40}$$

амплитудно-частотная характеристика, соответствующая передаточной функции (39), будет

$$[W_{пр}] \approx 1/W_{о.с}.$$

На основании сказанного, при выполнении условия (40), передаточная функция замкнутого контура регулирования тока для структурной схемы рис. 31, *б* имеет вид

$$W_т^з(p) = \frac{1}{K_т\,(T_2 p + 1)},$$

где T_2 определяет время переходного процесса замкнутого контура регулирования и для подобных систем [при условии (40)]. При этом не имеет значения изменение коэффициента усиления объекта регулирования. Это обстоятельство позволяет использовать данный принцип для систем, у которых происходит изменение коэффициента усиления объекта регулирования при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого в целях сохранения неизменного быстродействия контура регулирования в обоих режимах.

Вместе с тем на практике приходится учитывать то обстоятельство, что условие (40) может не выполняться. В этом случае передаточная функция замкнутого контура регулирования в соответствии с рис. 31, *б* будет иметь вид

$$W_{\text{т}}^{\text{з}}(p) = \frac{1/K_{\text{т}}}{\frac{T_1 T_\mu T_1}{K} p^3 + \frac{T_1 (T_{\text{я}} + T_\mu)}{K} p^2 + \left(\frac{T_1}{K} + T^2 \right) p + 1}. \quad (41)$$

Выражение (41) выведено из условия пренебрежения обратной связью по ЭДС.

Для схемы рис. 21, *а* коэффициент усиления K контура регулирования (без РТ) для режима непрерывного тока равен

$$K^{\text{н}} = K_{\text{п}} \cdot K_{\text{т}} / R_{\text{я}}.$$

Для схемы рис. 21, *б* в режиме прерывистого тока коэффициент усиления K (без РТ) равен

$$K^{\text{п}} = K'_{\text{п}} K_{\text{т}} / R_{\text{фикт}}.$$

Как отмечалось в § 7, коэффициент $K^{\text{п}}$ значительно меньше $K^{\text{н}}$.

Известно [2], что с достаточной степенью точности время регулирования $t_{\text{р}}$ для системы с передаточной функцией (41) может быть определено через значение коэффициента при первой степени p, т.е. для данного случая

$$t_{\text{р}} = 3(T_1/K + T_2), \quad (42)$$

тогда вместо (41) можно рассматривать передаточную функцию

$$W_{\text{т}}^{\text{з}}(p) = \frac{1}{K_{\text{т}} [T_1/K + T_2) p + 1]}. \quad (43)$$

Как видно из (43), время регулирования системы не будет оставаться неизменным при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого, так как оно теперь обусловлено не только неизменной постоянной времени T_2, но и переменной составляющей T_1/K, зависящей от K. Если в цепь обратной связи системы регулирования не вве-

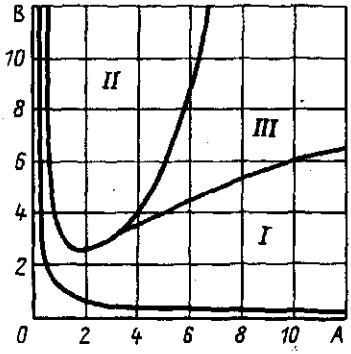


Рис. 34. Диаграмма Вышнеградского

дено форсирующее звено, то изменение быстродействия контура регулирования при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого будет наибольшим. Чем меньше отношение T_1/K по сравнению с T_2, тем в меньшей степени подвержено изменению быстродействие системы при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого. Если $T_2 \gg T_1/K$ (44), то время регулирования определяется только значением T_2

При расчете данной схемы следует иметь в виду, что в соответствии с рис. 31 и 32:

$$T_2 = (R_2 + R_3)C_2; \quad T_1 = R_2C_1.$$

Постоянной времени демпфирования (C_2R_3) можно пренебречь, поскольку сопротивление резистора R_3 обычно выбирается небольшим (в 40 раз меньше, чем R_2).

Для анализа системы регулирования по качеству и устойчивости в последнее время широко применяется способ с использованием диаграммы Вышнеградского (рис. 34) [19, 21, 28]. Определяют обобщенные координаты A и B:

$$B = \frac{T_1/K + T_2}{\sqrt[3]{T_1 T_\mu T_я/K}}; \tag{45}$$

$$A = \frac{T_1(T_я + T_\mu)/K}{\sqrt[3]{(T_1 T_\mu T_я/K)^2}}. \tag{46}$$

Для получения монотонного или апериодического процесса значения величин T_1/K и T_2 должны быть такими, чтобы точки с обобщенными координатами A и B располагались в областях II или III (рис. 34). Из (45) и (46) следует, что чем больше $T_я$ и T_μ, тем при меньших T_1/K и T_2 выполняется названное условие. Учитывая, что расчет величин A и B является достаточно трудоемкой операцией, могут быть получены выражения, облегчающие эту задачу.

Обычно $T_я \gg T_\mu$. Учитывая это, а также (44), получаем из (45) и (46):

$$B' = \frac{T_2}{\sqrt[3]{T_1 T_\mu T_я / K}}; \tag{47}$$

$$A' = \frac{T_1 T_я / K}{\sqrt[3]{(T_1 T_\mu T_я / K)^2}}. \tag{48}$$

Постоянную интегрирования РТ (см. рис. 31) для дальнейшего изложения удобно представить в виде

$$T_1 = K^н T_2 a T_\mu / T_я, \tag{49}$$

где $a = 1/(T_\mu \omega_{с.т})$; $\omega_{с.т}$ – частота среза токового контура.

После преобразования имеем:

$$B' = \frac{1}{\sqrt[3]{a}\ \sqrt[3]{(T_\mu / T_2)^2}}; \quad A' = \frac{1}{\sqrt[3]{1/a}\ \sqrt[3]{T_\mu / T_2}}.$$

Принимая $T_\mu / T_2 = b$, получаем:

$$A' = 1/\sqrt[3]{b/a}; \tag{50}$$

$$B' = 1/\sqrt[3]{ab^2}. \tag{51}$$

Согласно диаграмме Вышнеградского, удовлетворительный процесс может быть получен при $A = 2,1$ и $B = 2,3$.

Подставляя эти значения в (50) и (51) и решая два уравнения с двумя неизвестными a и $в$, получаем:

$$b = T_\mu / T_2 = 0{,}2; \tag{52}$$

$$a = 1/(T_\mu \omega_{с.т}) = 2. \tag{53}$$

С некоторым допущением, обусловленным изменением $K_п$, можно считать, что

$$K^п / K^н = T_я^п / T_я^н = K_1. \tag{54}$$

Тогда с учетом (54) из (50) и (51) получаем для режима прерывистого тока:

$$B'' = \frac{T_2}{\sqrt{\dfrac{T_1 T_\mu T_я^н K_1}{K^н K_1}}}; \tag{55}$$

$$A'' = \frac{T_1 T_я^н K_1 / (K^н K_1)}{\sqrt[3]{(T_1 T_\mu T_я^н K_1 / (K^н K_1))^2}}. \tag{56}$$

Как видно, выражения (55), (56) не отличаются от выражений (47), (48), полученных для режима непрерывного тока. Это говорит о том, что характер переходного процесса в режиме прерывистого тока при принятых условиях не изменился.

Расчет параметров электропривода может производиться в следующей последовательности.

Постоянная времени T_2 определяется двумя условиями. Первое условие – обеспечение высокого быстродействия САР. Второе условие – обеспечение хорошего качества процесса регулирования. По первому условию T_2 должно быть небольшим, но при этом может ухудшиться качество переходного процесса при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого, так как второе условие не может выполняться, если не обеспечивается неравенство $T_1/K \ll T_2$. Поэтому вначале осуществляется выбор T_2 согласно (52), после чего на основании (42) производится проверка на соблюдение второго условия по выражению:

$$3(T_1/K + T_2) \ll t_{р.д}, \qquad (57)$$

где $t_{р.д}$ – допустимое время регулирования переходного процесса.

После этого определяют: $K^{н}$, $\omega_{с.т}$, T_1, $K_{п}$, $R_{я}$, $T_{я}$ и T_{μ}. Величины $K_{п}$, $R_{я}$, $K_{т}$, $T_{я}$ и T_{μ} определяют из эксперимента или по каталожным данным.

Согласно (53) при известном T_{μ} находим:

$$\omega_{с.т} = 1/(2T_{\mu}),$$

а на основании (52): $T_2 = T_{\mu}/0{,}2$. При этом, учитывая (57), получаем $t_{р.д}$.

Согласно структурной схеме рис. 31, *б* для режима непрерывного тока

$$K^{н} = K_{п}K_{т}/R_{я}.$$

Тогда на основании (49):

$$T_1 = K^{н}T_2/(T_{я}\omega_{с.т}).$$

Расчет может быть распространен и на схему рис. 32.

Как уже отмечалось, схемы рис. 31 и 32 отличаются друг от друга тем, что в схеме рис. 32 используется контур напряжения, подчиненный токовому, тогда как в рис. 31, *а* его нет.

Как сказано в [14], принимая передаточную функцию замкнутого контура напряжения с И-регулятором как звено первого порядка и учитывая его постоянную времени ($T_{н}$) в сумме малых постоянных токового контура, можно осуществлять расчет по методике, изложенной ранее для системы, не имеющей контура напряжения (рис. 32). В этом

случае

$$T_{\mu т} = T_н + T_{\mu д.т}.$$

При этом частота среза контура напряжения

$$\omega_{с.н} = \frac{1}{T_н} = \frac{K_п K_н}{T_{и.н}},$$

где $K_н$ – коэффициент усиления обратной связи по напряжению; $T_{и.н}$ – постоянная интегрирования регулятора напряжения (РН), $T_{и.н} = C_3 R_4$; C_3 – конденсатор в цепи обратной связи РН; R_4 – сопротивление резистора в цепи обратной связи на входе РН.

Желательно, чтобы значение $T_н$ было как можно меньше, но этому в ряде случаев мешает повышение колебательности контура напряжения, что ограничивает возможности по быстродействию токового контура. Контур напряжения в замкнутом состоянии должен быть быстродействующим с практически монотонной переходной реакцией при отработке ступенчатого входного сигнала.

Как отмечается в [14], необходимо учитывать, что в схеме рис. 32 контур напряжения характеризуется в режиме прерывистых токов пониженным быстродействием и повышенной колебательностью, но так как он охватывается сильной гибкой связью по току, оказывающей демпфирующее воздействие на переходную функцию тока, то в результате этого эффекта демпфирования быстродействие контура тока практически определяется постоянной времени цепи обратной связи по току. Поэтому РТ с введением форсирующего звена в схеме рис. 31 дает эффект по улучшению динамики регулирования и без подчиненного контура напряжения. В связи с чем в настоящее время схемы рис. 32 находят значительно меньшее применение.

Нужно отметить, что при $T_2 \gg T_\mu$ не рекомендуется проводить расчет по диаграмме Вышнеградского. В этом случае более целесообразным следует считать применение способа коэффициента демпфирования [13, 28, 29].

Сущность этого способа заключается в следующем. Если $T_я \gg T_\mu$, выражение передаточной функции замкнутого контура тока (41) приобретет вид

$$W_т^3(p) = \frac{1}{K_т\left[(T_1 T_я/k)\,p^2 + (T_1/K + T_2)\,p + 1\right]}. \qquad (58)$$

На основании (58) коэффициент демпфирования $\xi_т$ с отношением T_1/K и T_2 будет связан соотношением

$$\xi_т = \frac{1 + T_1/(KT_2)}{2\sqrt{T_я T_1/(KT_2^2)}}. \qquad (59)$$

Тогда расчет параметров РТ может быть осуществлен следующим способом. Если в (59) числитель и знаменатель умножим на T_2, то получим:

$$\xi_1 = \frac{T_2 + T_1/K}{2\sqrt{T_я T_1/K}}. \qquad (60)$$

Так как из (42) $T_2 + T_1/K = t_р/3$, то, подставляя это значение в выражение (60) и решая относительно T_1/K, получаем:

$$T_1/K = t_р^2/(4{\cdot}9{\cdot}T_я \xi_т^2). \qquad (61)$$

Задаваясь желаемыми значениями $\xi_т$ и $t_р$, получаем T_1/K, а при известном K и значении T_1 из (42) имеем:

$$T_2 = t_р/3 - T_1/K. \qquad (62)$$

Использование в практике наладки двух рассмотренных способов не всегда оказывается удобным [16], к тому же в ряде случаев они не обеспечивают достаточную точность выбора параметров. Поэтому для расчета параметров РТ схем типа, приведенных на рис. 31, иногда предпочитают применять способ расчета с использованием ЛАЧХ. Этот способ обеспечивает более высокую точность. Сущность его заключается в том, что величину T_1/K получают из построения ЛАЧХ контура тока при известных T_μ и $T_я$. При этом значение $\omega_{с.т}$ выбирают в соответствии с методикой, известной для систем подчиненного регулирования [30].

Далее, если в схеме рис. 31 отношение T_1/K в режиме непрерывного тока не превышает 5% T_2, то значение T_2 может быть приближенно определено при заданном времени $t_р$ желаемого переходного процесса по формуле

$$T_2 \approx t_р/3{,}15, \qquad (63)$$

полученной из (42).

На рис. 35, *а* показана ЛАЧХ разомкнутого контура тока (кривая *5*) и характеристики звеньев этого контура (кривые *1–4*), имеющих следующие передаточные функции:

Звено *1* – K/T_1p; звено *2* – $1/(T_я p+1)$; звено *3* – $(1+T_2 p)$ и звено *4* – $1/(T_\mu p+1)$.

Параметры схемы рис. 31 по данному способу могут быть определены в следующей последовательности. Из каталожных данных (или экспериментально) определяем величины $K_п$, $R_я$, $K_т$, $T_я$ и T_μ. В соответствии с условием настройки на технический оптимум [30] получаем:

$$\omega_{с.т} = 1/(2T_\mu).$$

Принимаем желаемое $t_р$ и по (63) находим T_2.

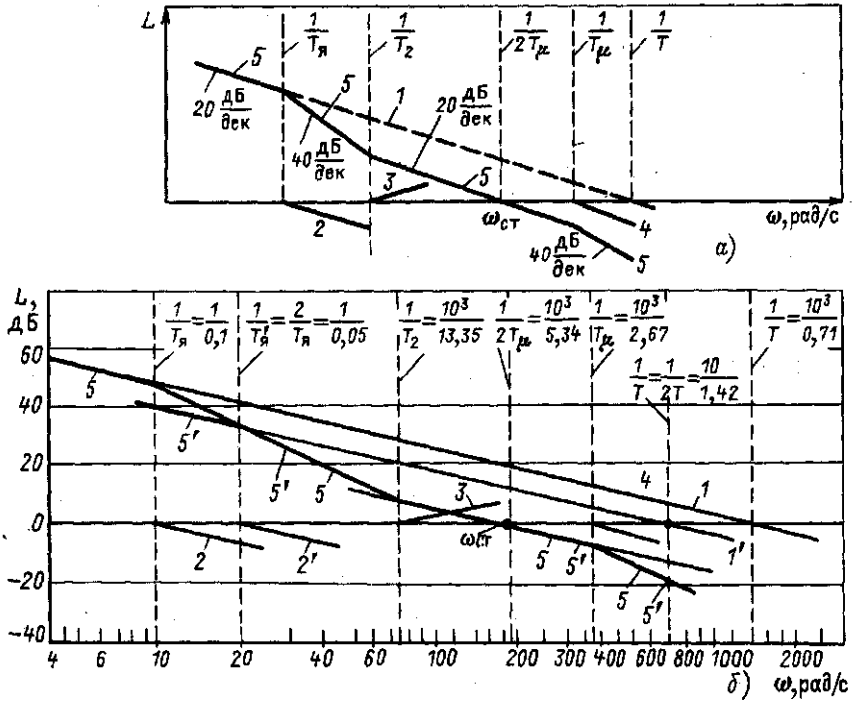


Рис. 35. Логарифмические частотные характеристики контура тока электропривода (см. рис. 31, *а* и *б*), поясняющие принцип его оптимизации в зоне непрерывного (*а*) и прерывистого тока (*б*)

После этого на логарифмическую бумагу наносим координаты $1/T_\mu$, $1/(2T_\mu)$, $1/T_2$ и $1/T_я$ (рис. 35, *а*).

Через точку $\omega_{с.т} = 1/(2T_\mu)$, лежащую на оси частот, проводим прямую с наклоном 20 дБ/дек в пределах координат от $1/T_2$ до $1/T_\mu$, характеристика *5*. После частоты, большей $1/T_\mu$, характеристика *5* пойдет с наклоном 40 дБ/дек.

Из точки пересечения характеристики *5* с координатой $1/T_2$ характеристика пойдет с наклоном 40 дБ/дек до пересечения с координатой $1/T_я$. Из точки пересечения $1/T_я$ с характеристикой *5* в направлении малых частот характеристика *5* пойдет с наклоном 20 дБ/дек. Эта часть характеристики *5*, имеющая наклон 20 дБ/дек, образует ЛАЧХ звена $1/T$ (характеристика *1*), где $T = T_1/K$, точка пересечения этой характеристики с осью частот соответствует ее частоте среза, равной K/T_1.

При подстановке полученных значений T_2 и T_1/K в выражение (42) проверяют соответствие заданного значения $t_р$ расчетному.

Если расчетное значение превышает заданное $t_р$ более чем на 5 %, то следует уменьшить T_2 и повторить все ранее описанные построения.

Рассчитывая при известных параметрах схемы коэффициент усиления контура (без РТ) в режиме непрерывного тока

$$K^{н} = K_{п} K_{т} / R_{я},$$

получаем постоянную интегрирования РТ

$$T_1 = T K^{н}. \qquad (64)$$

С учетом принятых ранее допущений о соотношении между T_1/K и T_2 характер переходного процесса при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого не изменится, так как изменение коэффициента K в зоне прерывистого тока отразится только на низкочастотной части ЛАЧХ разомкнутого контура тока. В этом можно убедиться, сравнив ЛАЧХ разомкнутого контура в режимах непрерывного и прерывистого тока.

На рис. 35, *б* представлены ЛАЧХ разомкнутого контура тока (характеристика *5* для непрерывного тока, а *5'* – для прерывистого), построенные для конкретных значений параметров, используемых в дальнейшем в примере расчета по данному способу и другим, описанным ранее.

Как видно из рис. 35, *б*, точки сопряжения частот звеньев $1/(T_я p + 1)$ и $1/T$ при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого переместятся в связи с изменением значений $T_я$ и K для первого звена в область больших частот (характеристика *2'*) а для второго звена в область меньших частот (характеристика *1'*). Таким образом, при уменьшении $T_я$ и K (как для данного случая, например, в 2 раза) частота сопряжения низкочастотной части характеристики *5'* при переходе из зоны с наклоном 20 дБ/дек в зону с наклоном 40 дБ/дек будет соответствовать точке пересечения координаты частоты сопряжения звена $1/(T'_я p + 1)$ с характеристикой *1'*. При этом, как видно из построения на рис. 35, *б*, произойдет изменение только низкочастотной части характеристики *5*. При частотах, больших, чем 20 рад/с, характеристика *5'* и ее частота среза будут точно соответствовать характеристике *5* и ее частоте. Тот же результат может быть получен и при других значениях изменившихся в зоне прерывистого тока параметров. Вместе с тем следует отметить, что только до определенного предела точка излома низкочастотной части характеристики *5* не оказывает существенного влияния на характер переходного процесса, который в данном случае определяется частотой среза $\omega_{с.т}$ и частотой $1/T_2$. Здесь необходимо учитывать высказанные ранее замечания о том, что при значительном снижении коэффициента усиления контура в режиме прерывистого тока время переходного процесса согласно (42) будет определяться уже суммой двух постоянных T и T_2, что может приводить к нарушению условий оптимизации в зоне прерывистого тока.

В качестве примера рассмотрим расчет контура тока электропривода, имеющего исходные данные: $K_п = 27$; $K_т = 0{,}01$ В/А; $R_я = 0{,}071$ Ом; $T_я = 0{,}1$ с; $T_\mu = 2{,}67$ мс.

В РТ (см. рис. 31): $R_1 = R_2 = 20$ кОм; $R_3 = 0{,}5$ кОм.

Расчет выполняем по диаграмме Вышнеградского с применением выражений (52) и (53):

$$1/\omega_{с.т} = 2 \cdot 2{,}67 \cdot 10^3 = 5{,}34 \text{ мс}; \quad T_2 = 2{,}67 \cdot 10^{-3}/0{,}2 = 13{,}35 \text{ мс};$$

$$K^н = 27 \cdot 0{,}01/0{,}071 = 3{,}8;$$

$$T_1 = 3{,}8 \frac{0{,}01335 \cdot 5{,}34 \cdot 10^{-3}}{0{,}01} = 2{,}7 \cdot 10^{-3} \text{ с} = 2{,}7 \text{ мс};$$

$$T = T_1/K = 2{,}7/3{,}8 = 0{,}71 \text{ мс}.$$

Так как по условию $R_2 + R_3 = 20{,}5$ кОм, то

$$C_2 = \frac{T}{R_2 + R_3} = \frac{13{,}5 \cdot 10^{-3}}{20{,}5 \cdot 10^3} = 0{,}66 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 0{,}66 \text{ мкФ};$$

$$C_1 = \frac{T}{R_2} = \frac{2{,}7 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^3} = 1{,}35 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 1{,}35 \text{ мкФ}.$$

При этом согласно (42) фактическое время регулирования

$$t_р = 3(13{,}35 + 0{,}71) = 42 \text{ с}.$$

Проверим значения полученных величин на соответствие данным диаграмме Вышнеградского. Подставляя исходные данные и рассчитанные величины в (45) и (46), получаем:

$$B = 13{,}5 + 0{,}71/\sqrt[3]{0{,}71 \cdot 2 \cdot 67 \cdot 100} \approx 2{,}35;$$

$$A = 0{,}71(100 + 2{,}67)/\sqrt{(0{,}71 \cdot 2{,}67 \cdot 100)^2} = 2{,}15.$$

Таким образом, полученные по выражениям (52) и (53) параметры удовлетворяют принятым ранее условиям нужного качества переходного процесса токового контура электропривода.

Для расчета по коэффициенту демпфирования примем $\xi_т = \sqrt{2}/2$, а $t_р = 42$. Для ранее приведенных исходных данных, выполняя расчеты в соответствии с изложенным ранее для данного случая способом, получаем из (61):

$$T_1/K^н = (42)^2/[4 \cdot 9 \cdot 100 \cdot (0{,}705)^2] = 0{,}985 \text{ мс},$$

согласно (62)

$$T_2 = 42/3 - 0{,}985 \approx 13 \text{ мс},$$

так как $K^н = 3{,}8$, то $T_1 = 0{,}985 \cdot 3{,}8 = 3{,}743$ мс.

Для проверки в соответствии с диаграммой Вышнеградского подставляем значения рассчитанных величин в (45) и (46), получаем:

$$B' = \frac{0{,}985 + 13{,}35}{\sqrt[3]{0{,}985 \cdot 2{,}67 \cdot 100}} = 2{,}24; \quad A' = \frac{0{,}985\,(100 + 2{,}67)}{\sqrt[3]{(0{,}985 \cdot 2{,}67 \cdot 100)^2}} = 2{,}46.$$

Как видно, данные расчета по коэффициенту демпфирования несколько отличаются от значений, полученных при использовании диаграммы Вышнеградского. Последнее обусловлено тем, что при неизменном значении T_2 выведенные для рассматриваемого способа выражения требуют выполнения условия $T_2 \gg T_\mu$, которое в данном случае не выполняется.

При использовании метода логарифмических характеристик для тех же исходных данных получаем:

$$1/\omega_{\text{с.т}} = 2T_\mu = 5{,}34 \text{ мс}.$$

Принимая допустимое время переходного процесса $t_{\text{р}} = 42$ мс, согласно (63) имеем:

$$T_2 = 42/(3 \cdot 1{,}05) = 13{,}35 \text{ мс}.$$

Наносим на логарифмическую бумагу значения абсцисс, соответствующих частотам (рис. 35, *б*):

$$1/T_{\text{я}} = 1/0{,}1; \quad \omega_{\text{с.т}} = 1/2T_\mu = 1/0{,}00534; \quad 1/T_\mu = 1/0{,}00267;$$

$$1/T_2 = 1/0{,}01335.$$

Далее выполняем построения так, как это было ранее описано для данного способа, и определяем из характеристик величину $T = T_1/K^{\text{н}}$.

Характеристика *1* пересекает линию $L = 0$ в точке $\omega_i = 10^3/0{,}71$ рад/с, а так как $K^{\text{н}} = 27 \cdot 0{,}01/0{,}071 = 3{,}8$ В/В, то $T_1 = 0{,}71 \cdot 3{,}8 = 2{,}7$ мс.

Расчет емкостей РТ аналогичен выполненному ранее расчету по диаграмме Вышнеградского.

Следует отметить, что описываемый метод адаптации системы дает удовлетворительные результаты при небольших значениях T_μ – не более 2–3 мс, так как при этих значениях T_2 может быть получено в пределах 10–15 мс, что будет соответствовать времени переходного процесса токового контура 24–45 мс [16].

При переходе в зону прерывистых токов и уменьшении $K^{\text{п}}$ будет расти отношение $T_1/K^{\text{п}}$, и при некотором значении $K^{\text{п}}$ это отношение станет соизмеримым с T_2.

В этом случае характер переходного процесса будет определяться согласно (42) уже суммой постоянных времени, т.е.:

$$t_{\text{р}} = 3(T_2 + T_1/K^{\text{п}}).$$

Поэтому этот способ адаптации можно считать приемлемым только для электроприводов с небольшой зоной прерывистых токов и незначительным минимальным током нагрузки.

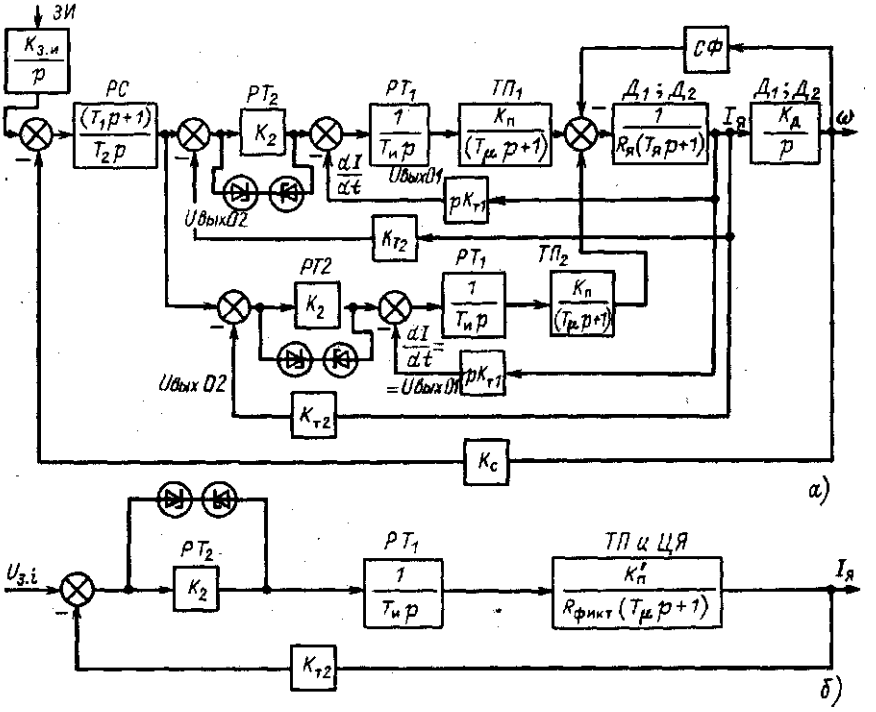


Рис. 36. Структурные схемы электропривода клети ДУО сортопрокатного стана завода "Серп и молот" в зоне непрерывного (*а*) и прерывистого тока (*б*)

Схема контура тока при наличии жесткой и гибкой связей по току. В последнее время находят применение схемы с двумя обратными связями по току. На рис. 36, *а* приведена структурная схема контура непрерывного тока, который входит в состав системы управления электроприводом клети ДУО сортопрокатного стана металлургического завода "Серп и молот" [8].

Каждый двигатель клети ДУО имеет свой ТП (*ТП1*, *ТП2*) со своими контурами тока.

На схеме регулирование тока реализовано двумя контурами: внутренним – с И-регулятором тока и гибкой отрицательной обратной

ренним – с И-регулятором тока и гибкой отрицательной обратной

связью по току и внешним – с П-регулятором и жесткой отрицательной обратной связью по току.

Наличие внутренних токовых контуров с гибкой связью кроме решения задач, отвечающих требованиям технологии, позволяет обеспечить неизменные условия оптимизации системы регулирования при изменении структуры электропривода в результате перехода из зоны

прерывистого тока в зону непрерывного тока [8]. Структурная схема токового контура электропривода в зоне прерывистого тока показана на рис. 36, *б*.

Для режима прерывистого тока характерно наличие интервала проводимости λ. Этот интервал чередуются с бестоковой паузой в пределах периода изменения синусоидального напряжения каждой фазы [33].

В режиме прерывистого тока размыкается обратная связь внутреннего контура. Ее размыкание обусловлено тем обстоятельством, что в структуре внутреннего контура имеются два включенных последовательно звена: одно – дифференцирующее (гибкая обратная связь), другое – интегрирующее (регулятор PT_1). Такое соединение эквивалентно пропорциональному звену, и поэтому в названном контуре осуществляется регулирование по мгновенному значению тока, в отличие от внешнего контура, где происходит регулирование по среднему его значению. При переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого тока для адаптации токового контура схемы на рис. 36, *а*, необходимо, чтобы коэффициент усиления токового контура (внешнего) не изменял своего значения как в режиме прерывистого тока, так и в режиме непрерывного, т.е. чтобы для некоторого конкретного значения $R_{фикт}$ соблюдалось условие

$$\frac{K_2 K_{T2}}{K_{T1}} = K_2 K_{T2} \frac{K'_п}{T_и R_{фикт}}, \tag{65}$$

где K_2, K_{T1}, K_{T2} – коэффициенты усиления РТ и обратных связей обоих контуров: внутреннего и внешнего соответственно; $T_и$ – постоянная интегрирования регулятора внутреннего контура. В (65) левая часть характеризует коэффициент усиления внешнего контура для режима непрерывного тока, а правая – для прерывистого. Коэффициент усиления внутреннего контура

$$\Sigma K = \frac{K_{T1} K_п}{T_и R_я},$$

тогда

$$T_и = K_{T1} K_п / (\Sigma K R_я). \tag{66}$$

После подстановки (66) в (65) получим:

$$\Sigma K = K_п R_{фикт} / (R_я K'_{т.п}). \tag{67}$$

Значение ΣK следует выбирать в соответствии с условиями предельного быстродействия при минимально возможном для данного электропривода токе [19]. Чем большим было принято значение $\Sigma K_{пр}$ (ΣK для предельного случая), тем лучше обеспечиваются условия адаптации. Однако, учитывая, что при очень больших его значениях может ухудшиться устойчивость системы, можно рекомендовать выбирать

предельное значение ΣK в соответствии с выражением (67). Коэффициенты $K_п/R_я$ и $R_{фикт}/K'_{т,п}$ определяются по экспериментальной кривой $I_d = f(U_у)$, как это было показано ранее. Значение $\Sigma K_{пр}$ должно быть равно или больше полученного по выражению (67). С учетом (66) и (67) расчет контура тока схемы рис. 36, *а* производим в следующей последовательности. Для внутреннего токового контура передаточная функция объекта регулирования и гибкой связи в непрерывном режиме

$$W_{о.р.г.о.с}(p) = \frac{K_п K_{т1} p}{R_я (T_я p + 1)(T_\mu p + 1)} . \qquad (68)$$

Частота среза характеристики

$$\omega_{c1} = R_я / (K_п K_{т1}) . \qquad (69)$$

Передаточную функцию внутреннего разомкнутого контура (для режима непрерывного тока) можно представить в виде

$$W^{р}_{т1}(p) = \frac{K_п K_{т1}}{R_я T_и (T_\mu p + 1)(T_я p + 1)} . \qquad (70)$$

Передаточная функция замкнутого внутреннего контура

$$W^{з}_{т1}(p) = \frac{1}{K'_{т1} p (\tau p + 1)} , \qquad (71)$$

где

$$K'_{т1} = \frac{K_п K_{т1}/(R_я T_и) + 1}{K_п/(R_я T_и)} ; \qquad (72)$$

$$\tau = \frac{T_я}{K_{т1} K_п/(T_и R_я)} .$$

Как следует из (71),

$$1/\tau = \omega_{c2} .$$

Передаточная функция разомкнутого внешнего контура тока в общем виде

$$W^{р}_{т2}(p) = \frac{K_2 K_{т2}}{K'_{т1} p (\tau p + 1)} . \qquad (73)$$

Частота среза ЛАЧХ внешнего контура $\omega_{с.т}$ выбирается из условия оптимизации на модульный оптимум [30].

Тогда

$$\omega_{\text{с.т}} = K_2 K_{\text{т}2} / K_{\text{т}1} = 1/(2\tau) = 1/T_{\text{к.т}}, \tag{74}$$

где $T_{\text{к.т}}$ – постоянная времени токового контура для данного случая. Из (74) при известном значении $K_{\text{т}2}$ можно определить

$$K_2 = \frac{\omega_{\text{ст}} K'_{\text{т}1}}{K_{\text{т}2}} \tag{75}$$

и

$$W^{\text{р}}_{\text{т}2}(p) = \frac{1}{T_{\text{к.т}} p (\tau p + 1)} .$$

Передаточная функция замкнутого внешнего контура тока

$$W^{\text{з}}_{\text{т}2}(p) = \frac{1}{K_{\text{т}2}(2\tau p + 1)} . \tag{76}$$

Коэффициент усиления тиристорного преобразователя $K_{\text{п}}$ ($K'_{\text{п}}$) и сопротивление цепи якоря $R_{\text{я}}$ ($R_{\text{фикт}}$) определяются из характеристики $I_{\text{я}} = f(U_{\text{у}})$, снятой во всем диапазоне тока якоря при заторможенном двигателе. Коэффициенты усиления обратных связей всех контуров рассчитывались и настраивались исходя из того, что напряжение на выходе звеньев обратных связей не превосходит 10 В при максимальном значении соответствующей величины.

Тогда

$$K_{\text{т}1} = \frac{10}{(dI/dt_{\text{т.п}})_{max}} ; \quad K_{\text{т}2} = \frac{10}{I_{\text{я}\,max}} ,$$

где $\left(\frac{dI}{dt_{\text{т.п}}}\right)_{max}$, $I_{\text{я}\,max}$ – максимально допустимые значения dI/dt и тока для одного ТП.

Определение значения $T_{\text{и}}$ может быть также выполнено с использованием ЛАЧХ.

Аппроксимированная ЛАЧХ $W_{\text{о.р.г.о.с}}$ (68) построена на рис. 37 (характеристика *1*). Ее частота среза определена по (69).

Далее на рис. 37 осуществляется построение желаемой аппроксимированной ЛАЧХ (характеристика *2*). Ее желаемая частота среза определяется по выражению

$$\omega_{\text{с}2} = 1/(2T_{\mu}).$$

Далее выполняем построение. Часть характеристики с наклоном –20 дБ/дек пройдет через точку $\omega_{\text{с}2}$ от координаты $1/T_{\mu}$ до координаты $1/T_{\text{я}}$. От координаты $1/T_{\mu}$ в области высоких частот характеристика имеет наклон – 40 дБ/дек, а от $1/T_{\text{я}}$ в сторону низких частот – наклон 0.

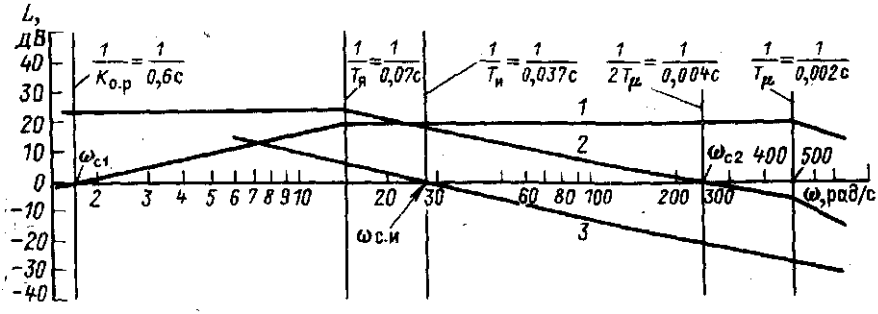


Рис. 37. Логарифмические частотные характеристики контура тока клети ДУО

Как видно, ЛАЧХ (характеристика *2*) разомкнутого внутреннего контура соответствует апериодическому звену с параметрами, приближающими его к условиям оптимизации на модульный оптимум. Чтобы получить характеристику *РТ1*, на рис. 37 выполняется построение ЛАЧХ *3*. Для этого проводится прямая линия с наклоном –20 дБ/дек таким образом, чтобы в точке частоты среза желаемой ЛАЧХ ω_{c2} ее координата была равна и противоположна по знаку координате характеристики *1*.

Характеристика *3* является ЛАЧХ И-регулятора тока. Ее частота среза определяется из построения и равна

$$\omega_{с.и} = 1/T_и.$$

На основании $T_и$ определяют параметры *РТ1* (см. рис. 36).

В качестве примера рассмотрим расчет электропривода клети ДУО сортопрокатного стана завода "Серп и молот" [8]. Данные электропривода:

$$I_н = 2600 \text{ А}; \quad \left(\frac{dI}{dt_{дв}}\right)_{max} = 100 \text{ кА/с для двигателей};$$

$$K_п/R_я = 3000 \text{ А/В}; \quad \frac{K'_п}{R_{фикт}} = 300 \text{ А/В}; \quad T_μ = 0{,}002 \text{ с};$$

$$T_я = 0{,}07 \text{ с}; \quad K_д K_с = 0{,}64 \cdot 10^{-2} \text{ В/(А·с)}.$$

Расчет для одного ТП:

$$\left(\frac{dI}{dt_{т.п}}\right)_{max} = 50 \text{ кА/с};$$

$I_{я\,max} = 2600$ А, тогда $K_{т1} = \dfrac{10}{50 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-4}$ В·с/А; $K_{т2} = \dfrac{10}{2600} =$ $= 0{,}0038$ В/А, так как максимальное значение $U_{вых\,01} = U_{вых\,02} = 10$ В.

С учетом числовых данных согласно (68):

$$W_{\text{о.р.г.о.с}}(p) = \frac{3000 \cdot 2 \cdot 10^{-4}\, p}{(0{,}07p+1)(0{,}002p+1)}.$$

В соответствии с приведенным выше выражением строим ЛАЧХ (характеристика *1* на рис. 37), частота среза которой определяется по (69):

$$\omega_{c1} = \frac{1}{3000 \cdot 2 \cdot 10^{-4}} = 1{,}67 \text{ рад/с}.$$

Задаемся частотой среза желаемой ЛАЧХ исходя из необходимости получения перерегулирования 4—10%:

$$\omega_{c2} = \frac{1}{2 \cdot 0{,}002} = 250 \text{ рад/с}.$$

Из построения ЛАЧХ *3* на рис. 37 получаем: $T_и = 0{,}037$ с и согласно выражениям (70) и (72), полученным ранее для внутреннего разомкнутого контура, после подстановки численных значений имеем:

$$W^{р}_{т1}(p) = \frac{16{,}2}{(0{,}07p+1)(0{,}002p+1)}; \quad K_{т1} = \frac{16{,}2+1}{3000 \cdot 27} \approx 2{,}1 \cdot 10^{-4}.$$

Для внутреннего замкнутого контура в соответствии с (71), (74), (75):

$$W^{з}_{т1}(p) = \frac{1}{2{,}1 \cdot 10^{-4}\, p\,(0{,}004p+1)};$$

$$\omega_{с.т} = \frac{1}{2 \cdot 0{,}004} = 125 \text{ рад/с}; \quad K_2 = \frac{125 \cdot 2{,}1 \cdot 10^{-4}}{0{,}0038} = 6{,}9.$$

Передаточная функция внешнего разомнутого контура согласно (73):

$$W^{р}_{т2}(p) = \frac{1}{0{,}008p\,(0{,}004p+1)},$$

а замкнутого согласно (76)

$$W^{з}_{т2}(p) = \frac{1}{0{,}0038\,(0{,}008p+1)}.$$

Для условий адаптации согласно (67) $\Sigma K = 3000/300 = 10$.

После настройки, в соответствии с расчетом РТ и датчиков, были осуществлены поочередные замыкания обратных связей и проверка известными методами выходных параметров всех контуров.

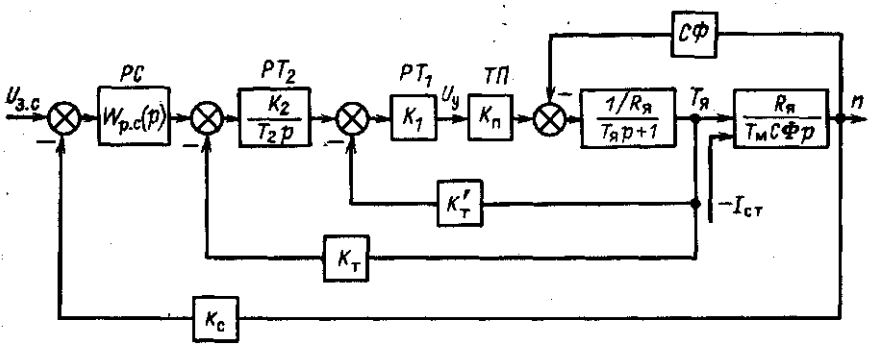


Рис. 38. Структурная схема электропривода с двумя жесткими обратными связями в контуре тока

Следует отметить, что положительные результаты были получены сразу при первом измерении и не потребовалась корректировка параметров по сравнению с первоначально выставленными.

На осциллограммах, приведенных в [8], показаны изменения выходных параметров настроенных контуров тока, там же показан характер переходного процесса тока якоря заторможенного двигателя при двух включенных токовых контурах и толчке задания на входе в *РТ2*. В [8] представлены сигналы тока якоря ($I_я$), выхода датчика dI/dt ($U_{вых\,dI/dt}$) и РТ ($U_{вых.р.т}$) при скачке сигнала задания на входе РТ, соответствующем уровню ограничения $U_{вых.р.т}$ для возбужденного двигателя.

Схема с контуром тока при наличии двух жестких связей. Разновидностью ранее рассмотренной схемы является схема с двумя жесткими связями [31]. Ее структурная схема показана на рис. 38. Посредством преобразований из схемы рис. 38 может быть получена схема токового контура, представленного на рис. 36, *а*.

Такая схема используется в электроприводе 20-валкового стана и на всех приводах в цехе динамной стали Новолипецкого металлургического завода.

Как видно из рис. 38, в схеме используются два контура: внутренний с П-регулятором и внешний с И-регулятором.

При отсутствии фильтров на входе в СИФУ и использовании датчиков тока на интегральных схемах можно получить достаточно высокое быстродействие внутреннего контура тока (частота среза $\omega_{ст1}$ до 1000 рад/с). При этом характер переходного процесса тока якоря определяется внешним контуром тока.

Передаточная функция замкнутого внутреннего контура тока (рис. 38)

$$W_1^3(p) = \frac{\Sigma K/(\Sigma K + 1)}{K'_т \left(\frac{T_я}{\Sigma K + 1} p + 1\right)},$$

где

$$\Sigma K = K_1 K_п K'_т / R_я .$$

Если $\Sigma K \gg 10$, то выражение может быть преобразовано к виду

$$W_1^3(p) = \frac{1}{K'_т(\tau p + 1)},$$

где $\tau = T_я / (\Sigma K + 1)$.

Так как постоянная интегрирования РТ внешнего контура имеет вид

$$T_и = T_{к.т} K_т / K'_т = T_2 / K_2,$$

то из рассмотрения схемы рис. 38 ясно, что передаточная функция разомкнутого контура будет аналогична полученному ранее выражению для схемы рис. 36, *а*, т.е.

$$W_2^р(p) = \frac{1}{T_{к.т} p(\tau p + 1)}.$$

Последнее обстоятельство объясняется тем, что обе схемы имеют одинаковую структуру.

Для коэффициента усиления внутреннего контура ΣK существует обязательное условие, выведенное ранее для структуры рис. 36, *а*:

$$\Sigma K \geqslant \frac{K_п R_{фикт}}{R_я K'_п}.$$

Вся последующая методика расчета аналогична выполненной для схемы на рис. 36, *а*. Следует, однако, отметить, что данная схема является помехоустойчивой, ее применение позволяет получить хорошие результаты, что видно из рассмотрения осциллограмм, представленных в [31].

Для схемы на рис. 38, в отличие от схемы на рис. 36, *а*, во внутреннем контуре тока можно получить более высокий коэффициент усиления ΣK.

В [31] рекомендуется выбирать ΣK на основе выражения $\Sigma K = 1000\ T_я$. При этом бесконтактная система так же, как и в случае с адаптивными регуляторами релейного типа, осуществляет самонастройку на нужное значение $K'_п / R_{фикт}$, соответствующее некоторому среднему значению прерывистого тока, зависит от частоты переключения и скважности, которые определяют прерывания обратной связи по току в режиме прерывистого тока. Чем больше ΣK, тем при меньших средних значениях прерывистого тока может работать электропривод.

Похожая схема с бесконтактной адаптивной структурой фирмы "Жемон-Шнайдер" применена для электроприводов цеха динамной

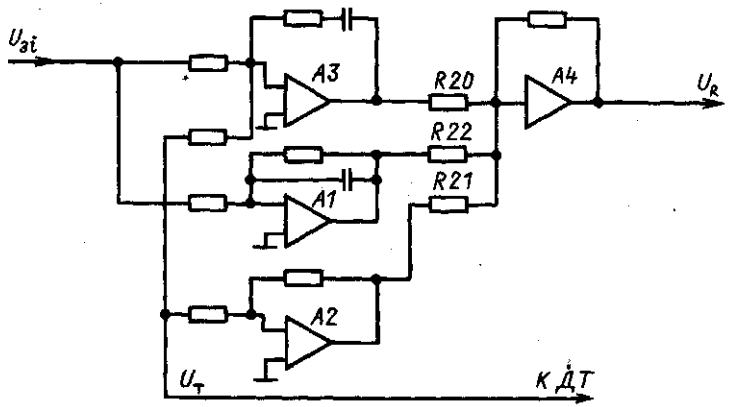


Рис. 39. Принципиальная схема устройства адаптации, выполненного с использованием эталонной модели в самонастраивающейся системе регулирования тока на базе ячейки № 210 КТЭ с ЕВО ПО "Преобразователь"

стали Череповецкого металлургического завода [15]. Здесь также используется два контура тока, внутренний контур с жесткой связью по току.

Некоторое различие между схемой на рис. 38 и этим вариантом заключается в том, что в нем схема самонастраивающейся системы одновременно используется как задатчик интенсивности тока. Это обстоятельство, а также то, что в цепи обратной связи по току второго контура включен фильтр, несколько изменяют условия оптимизации, рассмотренные в схеме рис. 38.

Схема с эталонной моделью. Эталонная модель беспоисковой самонастраивающейся системы регулирования тока является составной частью адаптивного РТ ячейки № 210 КТЭ с ЕВО ПО "Преобразователь" (рис. 39) [3, 29, 36]. Другой составляющей адаптивного РТ ячейки № 210 является регулятор релейного типа, описанный в п. 8.1.

При работе адаптивного регулятора ячейки № 210 только с эталонной моделью быстродействие токового контура определяет постоянная времени электронной модели [29, 36]. Структурная схема контура тока с ячейкой № 210 для работы по этому варианту представлена на рис. 40, *а*.

Схема на рис. 40, *а* может быть преобразована так, как представлено на рис. 40, *б*. Для этого случая $K_ф = K_1 = K_2' = 1$. Как видно их схемы, задающее напряжение подается по двум каналам. Один канал — на вход *РТ*, а второй — на вход фильтра *А1*. Фильтр с электромагнитной постоянной времени $T_ф$ является эталонной моделью контура тока. При $K_2 \to \infty$ сигнал на выходе фильтра будет точно соответство-

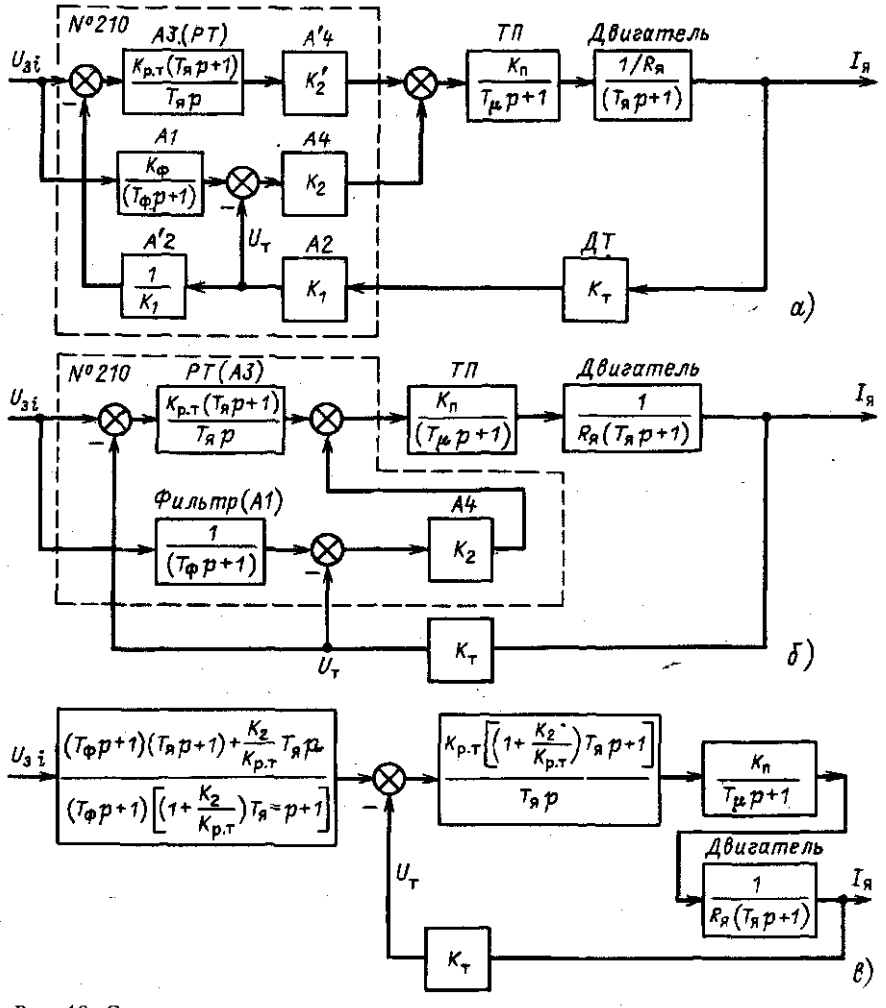


Рис. 40. Структурные схемы контура тока якоря двигателя с применением ячейки адаптации № 210:

а – первоначальная; *б* – преобразованная; *в* – поясняющая принцип действия эталонной модели беспоисковой самонастраивающейся системы

вать сигналу обратной связи по току $U_т$, и тогда можно записать:

$$\frac{U_т(p)}{U_{зi}(p)} = \frac{1}{(T_ф p+1)}.$$

Таким образом, время переходного процесса при изменении управляющего сигнала будет определяться постоянной времени "фильтра-

эталона". При этом если частота среза контура в режиме непрерывного тока $\omega_{с.т}$ равна $1/T_ф$, то система становится инвариантной по управляющему воздействию ввиду того, что алгебраическая сумма этого сигнала и обратной связи по току равна нулю и на выходе усилителя *А4* – сигнал, обусловленный только напряжением от *РТ*. Таким образом, создается ситуация, эквивалентная случаю, когда $K_2 = 0$.

При переходе в режим прерывистого тока по сигналу управляющего воздействия система автоматически обеспечит время переходного процесса, соответствующее постоянной времени фильтра $T_ф$. Но теперь, уже ввиду разности частоты среза контура тока $1/T_ф$ и соответствующей прерывистому режиму $\omega^п_{с.т} \neq 1/T_ф$, появится рассогласование на входе усилителя тем больше, чем больше отличаются $T_ф$ и $1/\omega^п_{с.т}$ и чем меньше коэффициент усиления K_2. При этом в процессе регулирования будет обеспечиваться постоянное слежение и самонастройка на необходимую частоту среза контура $\omega^н_{с.т}$, равную $1/(2T_\mu)$.

Вместе с тем дополнительная связь по току якоря через усилитель *А4*, образованная в результате применения модели, изменяет условия оптимальной настройки системы.

После преобразования структурной схемы системы регулирования рис. 40, *б* для регулирования по управляющему воздействию она будет иметь вид, показанный на рис. 40, *в*.

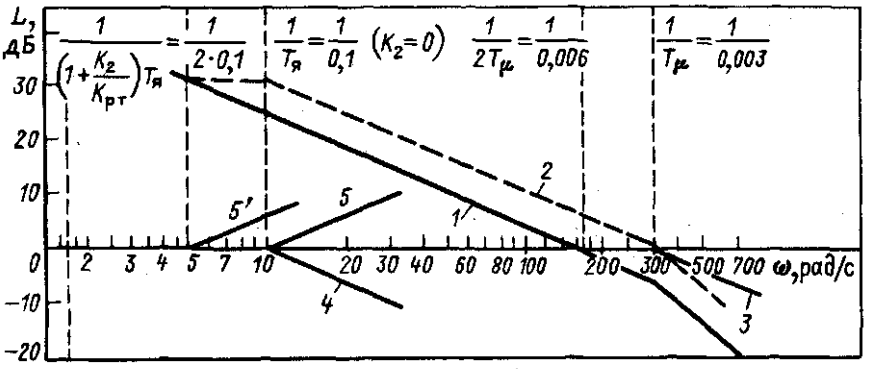
Из анализа этой схемы видно, что по сравнению со схемой токового контура, оптимизированной на модульный оптимум, в РТ после преобразования происходит увеличение постоянной времени форсирующего звена на значение $1 + K_2/K_{р.т}$, и это приводит к перекомпенсации постоянной времени цепи якоря, в результате чего ухудшаются условия устойчивости, что также видно из анализа ЛАЧХ системы, показанной на рис. 41, *а*, б для режимов непрерывного и прерывистого токов.

Передаточная функция разомкнутого контура тока после преобразований и без учета входного звена для управляющего воздействия имеет вид

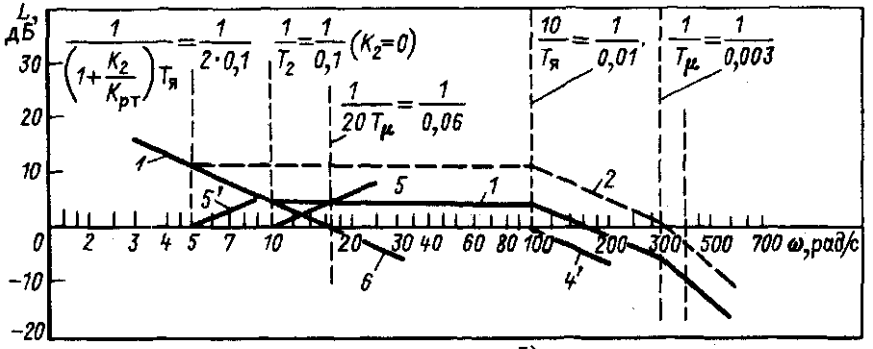
$$W^р_у(p) = \frac{\left[\left(1 + \dfrac{K_2}{K_{р.т}}\right) T_я p + 1\right]}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)(T_я p + 1)}.$$

Передаточная функция по управляющему воздействию замкнутого контура тока с учетом звена преобразований.

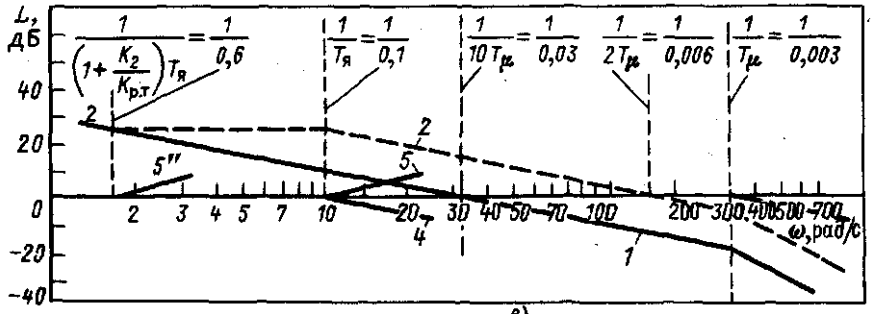
$$W^з_у(p) = \frac{\dfrac{(T_я p + 1) + K_2 T_я p}{K_{р.т}(T_ф p + 1)}}{K_т\{2T^2_\mu T_я p^3 + 2(T^2_\mu + T_\mu T_я)p^2 +} \rightarrow$$



а)



б)



в)

Рис. 41. Логарифмические характеристики контура тока с применением эталонной модели беспоисковой самонастраивающейся системы:

а и *б* – контур тока оптимизирован на модульный оптимум в режиме непрерывного (*а*) и прерывистого тока (*б*); *в* – контур тока настроен в режиме непрерывного тока на апериодический процесс. Характеристики составляющих звеньев:

1, *2* – см. в тексте; *3* – $\frac{1}{(T_{\mu}p+1)}$; *4* – $1/(T_{я}p+1)$; *4'* – $1/(T_{я}p/10+1)$

5 – $(T_{я}p+1)$; *5'* – $(2T_{я}p+1)$; *5''* – $(6T_{я}p+1)$; *6* – $K_{п}'K_{т}/(T_{и}R_{фикт}p)$

$$\rightarrow \frac{}{+\left[\left(1+\frac{K_2}{K_{\text{р.т}}}\right)T_{\text{я}}+2T_{\mu}\right]p+1\}}.$$

Передаточная функция замкнутого контура по возмущающему воздействию

$$W_{\text{в}}^{3}(p)=\frac{\left[\left(1+\frac{K_2}{K_{\text{р.т}}}\right)T_{\text{я}}p+1\right]}{2T_{\mu}^{2}T_{\text{я}}p^{3}+2(T_{\mu}^{2}+T_{\mu}T_{\text{я}})p^{2}+}\rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+\left[\left(1+\frac{K_{21}}{K_{\text{р.т}}}\right)T_{\text{я}}+2T_{\mu}\right]p+1}.$$

Характеристическое уравнение системы после замены $T_{\text{я}}$, согласно выражению $T_{\text{я}}=T_{\mu}a$, где a постоянная, будет иметь вид

$$2aT_{\mu}^{3}p^{3}+2(a+1)T_{\mu}^{2}p^{2}+\left(2+a+a\frac{K_2}{K_{\text{р.т}}}\right)T_{\mu}p+1=0.$$

Решение уравнения при помощи формул Кардана и его анализ с применением диаграммы Вышнеградского говорит о том, что в области практически приемлемых значений aT_{μ} и $K_2/K_{\text{р.т}}$ система имеет колебательный характер.

В [29] приводится диаграмма зависимости между величинами $K_2/K_{\text{р.т}}$ и a для некоторого выбранного постоянного значения коэффициента затухания ξ (рис. 42). При этом $\xi=1-c_2/c_1$, где c_2 и c_1 — амплитуды колебаний в соседних периодах. На рис. 42 $\xi_1=0{,}988$ соответствует настройке контура на модульный оптимум, $\xi_2=0{,}973$ — на симметричный оптимум, $\xi_3=0{,}803$ является предельным случаем настройки. Диаграмма позволяет для соответствующих конкретной схеме электропривода значений a, $K_{\text{р.т}}$ и выбранного ξ определить допустимое значение K_2. Из анализа ЛАЧХ (рис. 41, *а, б*), полученных для передаточной функции разомкнутого токового контура, настроенного на модульный оптимум, видно, что колебательность системы зависит не от значений a и T_{μ}, а только от соотношения $K_2/K_{\text{р.т}}$. При этом K_2 может меняться от нуля до значения, не превышающего $K_{\text{р.т}}$, так как выше этого значения имеет место пересечение ЛАЧХ с осью $L=0$ при наклоне ЛАЧХ 40 дБ/дек.

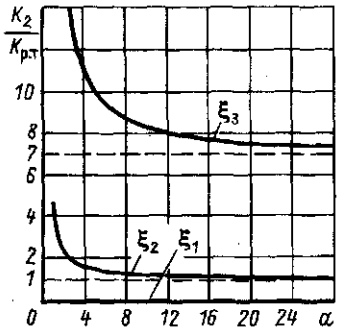


Рис. 42. Номограмма зависимости $K_2/K_{р.т}$ для разных значений ξ

ЛАЧХ на рис. 41, *а – в* построены на основе исходных данных электропривода, $T_я = 0{,}1$ с и $T_\mu = 0{,}003$ с.

Стремление получить при названных ранее условиях модульного оптимума более высокий коэффициент K_2 из соображений уменьшения рассогласования на входе усилителя *А4* при изменениях частоты среза в процессе перехода из режима непрерывного тока в режим прерывистого приводит к увеличению колебательности системы. Поэтому следует в данном конкретном случае выбирать некоторое компромиссное решение, удовлетворяющее обоим условиям (не очень высокая колебательность при достаточно высокой чувствительности усилителя *А4*). Значение максимально допустимого K_2 для каждого конкретного электропривода, имеющего различные значения $T_я$, T_μ, $R_я$ и $K_т$ для режима непрерывного тока, как ясно из предыдущего изложения, будет различным.

На рис. 41, *а* приводится ЛАЧХ разомкнутого токового контура для режима прерывистого тока и оптимизированного на модульный оптимум в режиме непрерывного тока. Характеристики: *1* – для $K_2 = 0$ и *2* – для $K_2 = K_{р.т}$.

Рассмотрим случай, когда при $K_2 = 0$ коэффициент усиления контура в зоне прерывистого тока уменьшится в 10 раз (характеристика *1* на рис. 41, *б*) по сравнению с характеристикой *1* на рис. 41, *а* в зоне непрерывного тока. Как ясно из анализа характеристик *1* на рис. 41, *а* и *б* при переходе из зоны непрерывного в зону прерывистого тока, переходный процесс значительно ухудшил показатели качества. Характеристики *2* на рис. 41, *а* и *б* построены при $K_2 = K_{р.т}$. Вид характеристик *2* позволяет сделать вывод о совпадении переходных процессов для данного случая в обеих зонах. Вместе с тем (как видно из ЛАЧХ) при названных условиях ($K_2 = K_{р.т}$) значительно возрастает колебательность переходного процесса.

Следует отметить, что при настройке токового контура в зоне непрерывного тока и отсутствии дополнительной обратной связи по току ($K_2 = 0$) не на модульный оптимум, а на процесс, имеющий характер апериодического, при введении этой связи при $K_2 = K_{р.т}$ в зоне прерывистого тока может быть получен процесс с лучшими показателями

качества, а именно такими, которые могут быть получены для модульного оптимума. Это видно из рассмотрения логарифмических характеристик рис. 41, *в*.

Характеристика *1* на рис. 41, *в* построена при $K_2 = 0$ и для апериодического характера процесса в зоне непрерывного тока. При этом

$$\omega^{н}_{с.т} = 1/(10\,T_{\mu}).$$

Характеристика *2* построена при введенной связи по току и $K_2/K_{р.т} = 5$. Она соответствует настройке системы на модульный оптимум.

В общем случае может оказаться, что значение коэффициента K_2 недостаточно для обеспечения необходимой частоты среза, так как уже при непрерывном токе будет существовать рассогласование на входе в усилитель *А5*, а при прерывистом токе рассогласование между сигналом на выходе фильтра и $U_{т}$ возрастет еще больше. Тогда для снижения рассогласования необходимо увеличить K_2.

Хотя и существует возможность работы адаптивного регулятора ячейки №210 только при использовании принципа эталонной модели, но при необходимости обеспечения высокого быстродействия электропривода с большой зоной прерывистого тока целесообразно использовать его вместе с адаптивным регулятором релейного типа. Это вытекает из ограничений, накладываемых на возможности настройки системы с эталонной моделью.

С одной стороны, для большей зоны прерывистых токов желательно значительно повысить коэффициент K_2, а с другой стороны, этому препятствует необходимость в получении допустимых перерегулирований при возмущающем воздействии. Адаптивный регулятор релейного типа, изменяя структуру РТ, как бы сужает зону прерывистого тока, облегчая этим задачу по адаптации, выполняемую эталонной моделью.

Глава четвертая

ПРОМЫШЛЕННЫЙ РЕВЕРСИВНЫЙ ТП С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ В СОСТАВЕ КОМПЛЕКТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

9. Тиристорный преобразователь в комплекте КТЭ с ЕВО

9.1. Состав и структура ТП

В настоящее время ПО "Преобразователь" изготовляет второе поколение комплектных тиристорных электроприводов с естественным воздушным охлаждением (КТЭ с ЕВО), отличающихся от первого поколения отсутствием встроенных вентиляторов для принудительного охлаждения и использованием в аппаратуре управления, защи-

ты и регулирования более совершенных электронных изделий (специализированных гибридных интегральных микросхем, логических устройств на основе интегральных схем К-МОП технологии полевых ключей и т.д.).

КТЭ предназначен для управления электродвигателями постоянного тока мощностью до 1000 кВт, регулирования их параметров: напряжения (ЭДС), тока якоря, возбуждения, частоты вращения и положения вала.

В состав КТЭ с ЕВО входят:

силовая часть, включающая ТП, преобразовательный трансформатор или сетевые реакторы, коммутационную аппаратуру для подключения агрегата к питающей сети, элементы якорной цепи двигателя (сглаживающий реактор, выключатель постоянного тока и контактор), устройства динамического торможения, возбуждения двигателя, тахогенератор, питание электромеханического тормоза:

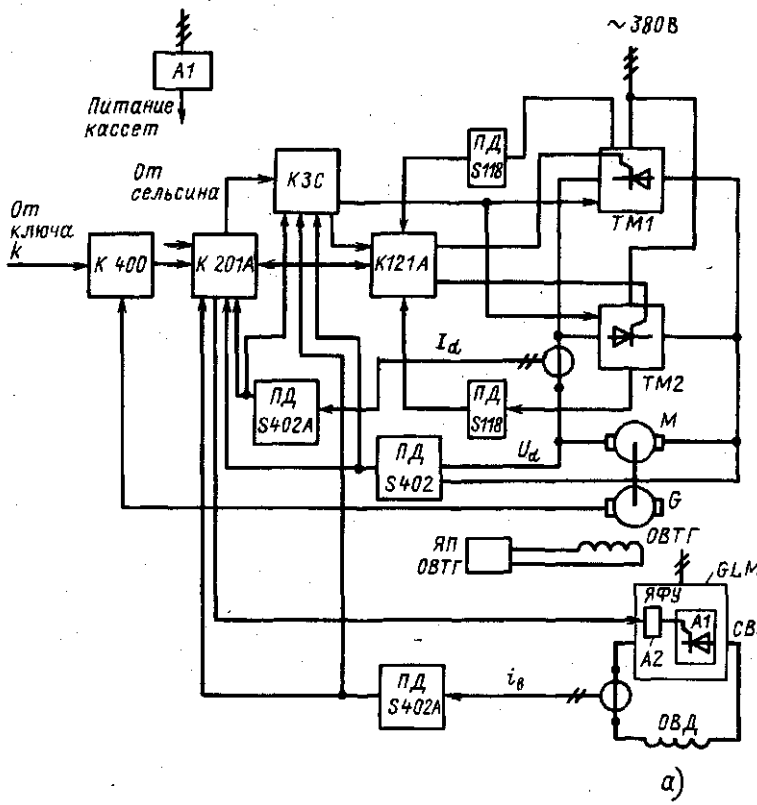
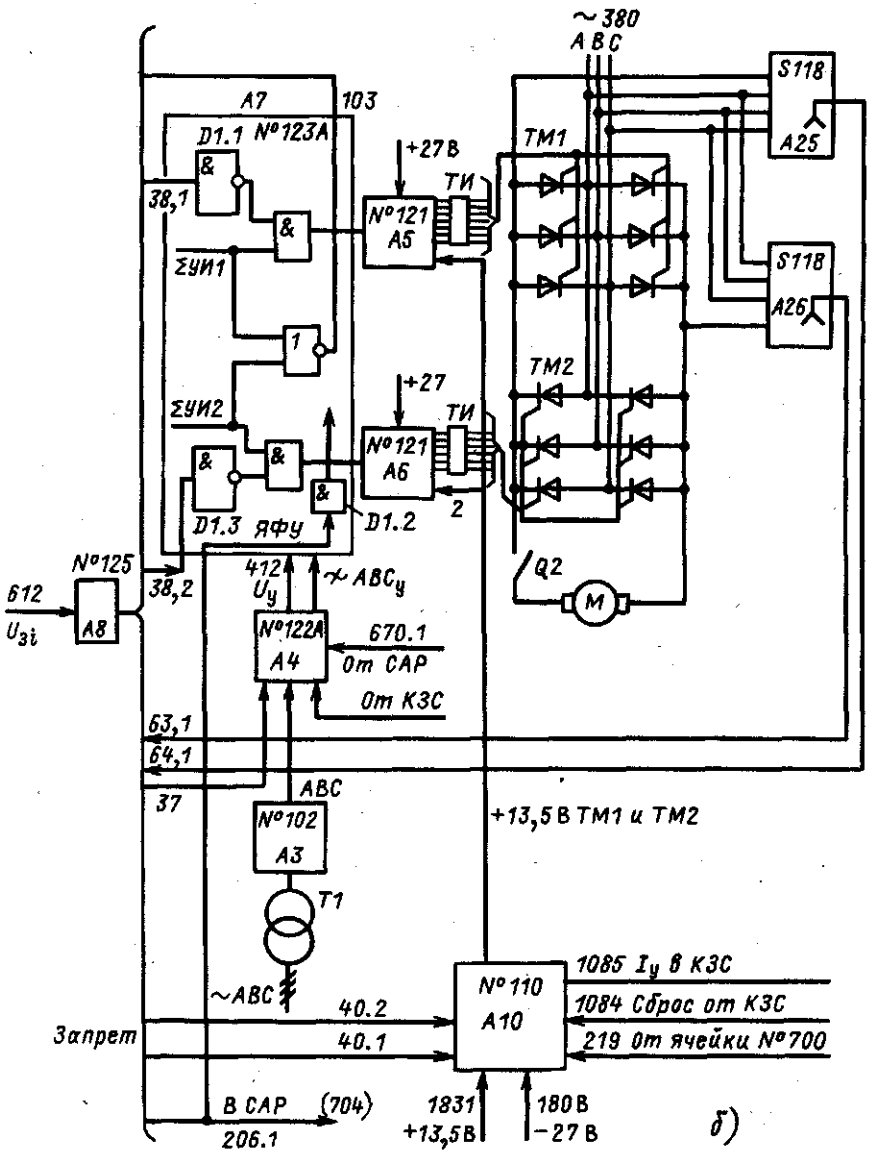


Рис. 43. Преобразователь типа КТЭ 50/440 531 =1 ВТ УХЛЧ с ЕВО:
а – структурная схема; *б* – функциональная схема СИФУ

система импульсного фазового управления (СИФУ;
система защиты и сигнализации (СЗС);
система автоматического регулирования (САР);
система питания электронных устройств (СПЭУ);
панель датчиков регулируемых параметров (ПДРП);



система гальванической развязки цепей управления и регулирования (СГРЦУР).

Электроприводы КТЭ с ЕВО выпускаются на номинальные токи от 25 до 1600 А и номинальные напряжения 220, 440 или 660 В.

Силовые цепи реверсивных ТП с ЕВО выполнены по встречно-параллельной схеме. Использованы тиристоры с групповыми охладителями, выполняющими одновременно функцию токоведущих шин и несущих конструкций.

В КТЭ на токи 320 и 500 А в каждом плече мостовой схемы установлено по одному тиристору Т1000, и поэтому быстродействующие предохранители не применяются. Защита ТП от внутренних коротких замыканий осуществляется по цепям управления автоматическими выключателями на стороне постоянного и переменного тока.

В КТЭ на ток 800 А и более применено параллельное включение тиристоров в каждом плече моста (при номинальных токах 800 А и 1000 А – по три тиристора параллельно, при токе 1600 А – по четыре тиристора) с быстродействующими предохранителями типа ПК-57.

Якорная цепь включается тиристором на тормозное сопротивление. Структурная схема преобразователя (КТЭ с ЕВО 50/440) для первой модификации САР представлена на рис. 43, *а*.

Кроме силовой части (*ТМ1, ТМ2* и *М*) на схеме показан тахогенератор *G* с обмоткой возбуждения *ОВТГ* и ячейкой его питания *ЯП*. Питание обмотки возбуждения двигателя осуществляется от тиристорного преобразователя *GLM*.

В состав КТЭ данного типа также входят системы управления, регулирования, защиты и питания и датчики, выполненные с использованием: кассет К121А (СИФУ), К201А (САР), К400 (СГРЦУР), КЗС (СЗС), блока *А1* (СПЭу) и панели (ПД), датчиков (*S*402, *S*402А и *S*118).

9.2. Система фазового управления ТП цепи якоря

Система управления КТЭ представляет собой электронное устройство, обеспечивающее регулирование выходного напряжения ТП путем изменения углов включения вентилей в функции входного напряжения управления, поступающего из системы регулирования.

Технические данные КТЭ

Диапазон сигнала управления, В	−8 ÷ +8
Диапазон фазового управления, град, не менее	170
Асимметрия управления импульсов, град, не более	± 3
Зависимость $\alpha = f(U_z)$	Линейная
Угол управления, град:	
минимальный	5 – 90
максимальный	90 – 175
начальный	5 – 175

Напряжение источников питания, В	+27 ± 2; 13,5 ± 1
Частота питающей сети, Гц	50 ± 1
Бестоковая пауза при реверсе тока, мс, не более	7
Количество комплектов СИФУ, шт.	1

Состав системы управления. Система управления цепи якоря выполнена с применением кассеты КФУ типа К121А. Функциональная схема СИФУ представлена на рис. 43, *б*, в нее входят ячейки: фильтров № 102; согласования № 122А; каналов фазового управления № 123А; две ячейки усилителей № 121; трансформатор синхронизации *Т1*; 12 импульсных трансформаторов *ТИ* (по одному на каждый тиристор); ячейка раздельного управления № 125; два блока датчиков состояния вентилей *S*118; ячейка контроля импульсов № 110.

Описание работы схемы. Питание системы управления осуществляется стабилизированными напряжениями +14 ± 0,1 В и −14 ± 0,1 В (ячейка питания № 702) и +5 ± 0,1В (ячейка питания № 704). Эти же напряжения используются для питания систем управления вспомогательными устройствами КТЭ.

Защиту микросхем при превышении допустимого уровня стабилизированных напряжений ± 14 В осуществляет ячейка контроля питания № 700, в которой этот уровень задается. Выходные напряжения ячеек № 702 всех кассет КТЭ подаются на вход ячейки № 700 через развязывающие диоды.

Каждый из каналов контроля ячейки № 700 представляет собой стабилизатор параллельного типа. При ограничении напряжения в неисправном стабилизаторе ячейки № 702 увеличивается ток, что приводит к размыканию контактов реле в цепи напряжения ± 27 В. Срабатывание реле происходит также при превышении допустимого уровня напряжения 5 В ячейки питания № 704 и питающего напряжения 14 В в ячейке питания № 702 кассеты К121 А.

Одновременно с отключением питающих напряжений выдается сигнал в ячейку контроля № 110 на отключение питания ячеек усилителей № 121 и в систему защиты и сигнализации на снятие управляющих импульсов с тиристоров.

Для проверки системы управления в блоке "Устройство электрическое" предусмотрено ручное управление: потенциометры "Грубо", "Точно" и гнездо, "Ручное управление".

Система управления одного моста обеспечивает формирование по вертикальному принципу синхронизированной сетью 6-фазной системы управляющих импульсов, подаваемых в цепи управления тиристорами, и изменение фазы этих импульсов в функции напряжения управления. В дополнение к этим функциям система управления реверсивным КТЭ обеспечивает раздельное управление комплектами вентилей, переключая управляющие импульсы с одного комплекта на другой для изменения напряжения выпрямленного тока.

Синхронизация системы фазового управления с сетью осуществляется посредством узла синхронизации, состоящего из трансформатора синхронизации *T1* и ячейки фильтров № 102 (рис. 44, *а*). Трансформатор синхронизации подключен своей первичной обмоткой к трехфазному напряжению собственных нужд. Для осуществления фазирования системы управления в зависимости от групп соединения обмоток силового трансформатора трансформатор синхронизации соединяется в различные группы с дискретностью 30° (схемы соединений, рис. 44, *б*).

Выходное трехфазное напряжение со вторичных обмоток трансформатора поступает в кассету К121А на вход ячейки № 102 (рис. 44, *а*). Группа трансформатора синхронизации *T1* выбирается таким образом, чтобы его вторичные напряжения *A12, B12, C12* совпадали по фазе с напряжениями силовой цепи ТП *AC, BC* и *CB* соответственно. Ячейка фильтров содержит три независимо функционирующих одинаковых активных фильтра, выделяющих гармонику 50 Гц (60 Гц) из сетевого напряжения собственных нужд, которое, как правило, искажено и имеет коммутационные провалы. Каждый из фильтров выполнен на двух операционных усилителях. Схема фильтров показана на рис. 44, *а*. На вход фильтра через потенциометр *R1* подается напряжение со вторичной обмотки трансформатора синхронизации, а выход фильтра подключен к ячейке согласования № 122А.

Исходя из предположения, что коэффициент усиления операционных усилителей достаточно велик, и пренебрегая их выходными токами, представим передаточную функцию фильтра в виде

$$W_0(p) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}(p) = \frac{T_2 p}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + 1},$$

где для фазы *A* $T_1 = R_4 C_1$, $T_2 = (R_{10} + R_{13}) C_2$.

Так как $R_4 = 32{,}4$ кОм, а $C_1 = 1$ мкф, то $T_1 = 32{,}4 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 10^{-6} = 3{,}24 \cdot 10^{-3}$ с. Настройка фильтра заключается в получении фазового сдвига $\varphi = \varphi_0 = -180°$ при частоте питающей сети $\omega = \omega_0 = 314$ рад/с. Осуществляется эта настройка регулировкой сопротивления резистора *R13*, т.е. изменением постоянной времени T_2.

При точной настройке:

$$1 - \omega_0^2 T_1 T_2 = 0;$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0^2 T_1} = \frac{1}{(314)^2 3{,}24 \cdot 10^{-3}} = 3{,}13 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Задаваясь значением *C2*, получаем сумму $R_{10} + R_{13}$.

При указанной настройке:

$$K_{\text{ф}} = K_0 = \frac{T_2}{T_1} = \frac{1}{(\omega_0 T_1)^2} = \frac{1}{(314 \cdot 3{,}24 \cdot 10^{-3})^2} = 0{,}965 \sim 1,$$

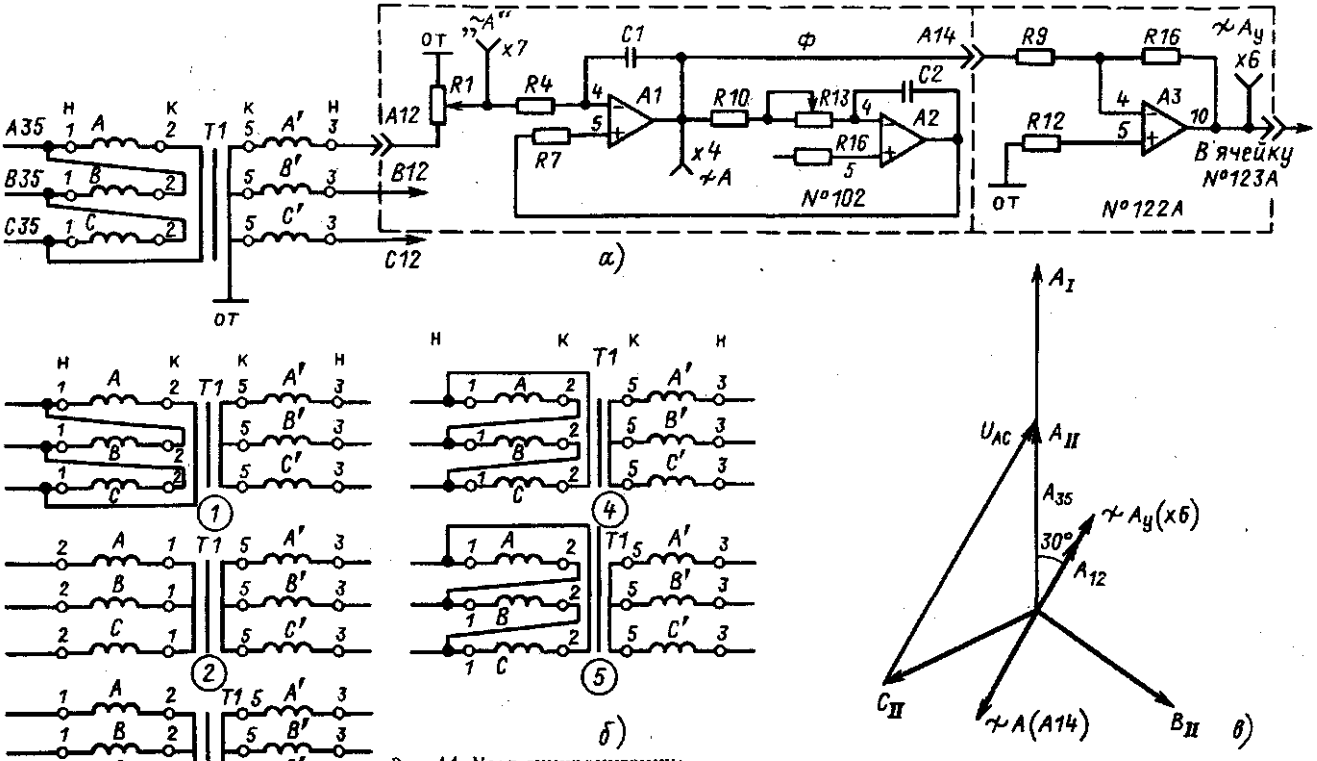


Рис. 44. Узел синхронизации:

а – принципиальная схема трансформатора синхронизации *T1* и ячеек: фильтров № 102 и согласования № 122А; *б* – схемы соединений трансформаторов синхронизации в зависимости от группы соединения силового трансформатора; *в* – векторная диаграмма напряжения узла синхронизации

где $K_ф$ и K_0 – коэффициенты усиления фильтра в общем виде и при значении $\omega = \omega_0$ соответственно.

Ввиду идентичности фаз на рис. 44, *а* ячейки № 102 и № 122 представлены только для фазы *А*. Показанные на схеме гнезда $\sim A\,(X7)''$, $\nsim A\,(X4)''$, $\nsim A_у\,(X6)''$ и клемма *A14* для фазы *А* соответствуют гнездам $\sim B\,(X6)''$, $\nsim B\,(X3)''$, $\nsim B_у\,(X6)''$ и клемме *B14* фазы *В*, гнездам $\sim C\,(X5)''$, $\nsim C\,(X2)''$, $\nsim C_у\,(X4)''$ и клемме *C14''* фазы *С*.

После настройки напряжение синхронизации на выходе фильтров $\nsim A''$, $\nsim B''$, $\nsim C''$ (в точках *A14, B14, C14*) должны совпадать с напряжением силовой цепи ТП *СА, АВ, СВ* соответственно. В представленном случае группа соединения силового трансформатора Λ/Λ-12, трансформатора собственных нужд Λ/Λ-12, а трансформатора синхронизации Δ/Λ-1 (рис. 44, *б*). Векторная диаграмма напряжений показана на рис. 44, *в*. На диаграмме приняты обозначения; *А1* – первичное напряжение фазы *А* силового трансформатора; *А11, В11, С11* – вторичные напряжения силового трансформатора фаз *А, В, С; АС* – линейное анодное напряжение преобразователя; *А35, А12* – напряжения фазы *А* опорного трансформатора – первичное и вторичное соответственно; $\nsim A$ – напряжение синхронизации фазы *А* на выходе фильтра ячейки № 102; $\nsim A_у$ – трапецеидальное напряжение синхронизации фазы *А* на выходе усилителя ячейки № 122А.

Настройка указанного сдвига фазы на выходе ячейки фильтра производится резисторами *R13* для фазы *А*, *R14, R15* – для фаз *В, С* соответственно. Регулировка амплитуды выходных напряжений выполняется резисторами *R1* для фазы *А*, *R2, R3* – для фаз *В* и *С*.

Ячейка имеет следующие технические данные:

Напряжение питания ячейки, В	15
Амплитуда входного напряжения, В, не более	20
Амплитуда выходного напряжения, В, не более	10
Сопротивление нагрузки, кОм, не менее	2
Сдвиг фазы от изменения частоты питающей сети и температуры окружающей среды, град, не более	2

На рис. 45, *а* приведены сигналы напряжения питания ТП фазового U_A; линейного U_{AC} и синхронизирующего напряжения $U_{\nsim A}$ на выходе фильтра.

С выхода ячейки фильтров № 102 трехфазное синусоидальное напряжение поступает в ячейку согласования № 122 (рис. 44, *а*), где производится его усиление и инвертирование с помощью усилителя *А3; А4, А9* – для фаз *В, С* соответственно). С выхода операционных усилителей *А3* (*А4* и *А9*) ограниченное по амплитуде трапецеидальное напряжение $\nsim A_у = (\nsim B_у, \nsim C_у)$ подается в ячейку каналов фазового управления № 123А, где используется для синхронизации ее работы.

Ячейка согласования № 122А производит также согласование сигнала управления, поступающего из системы регулирования управляющим входом микросборок *А1–А3* в ячейке № 123А (рис. 46).

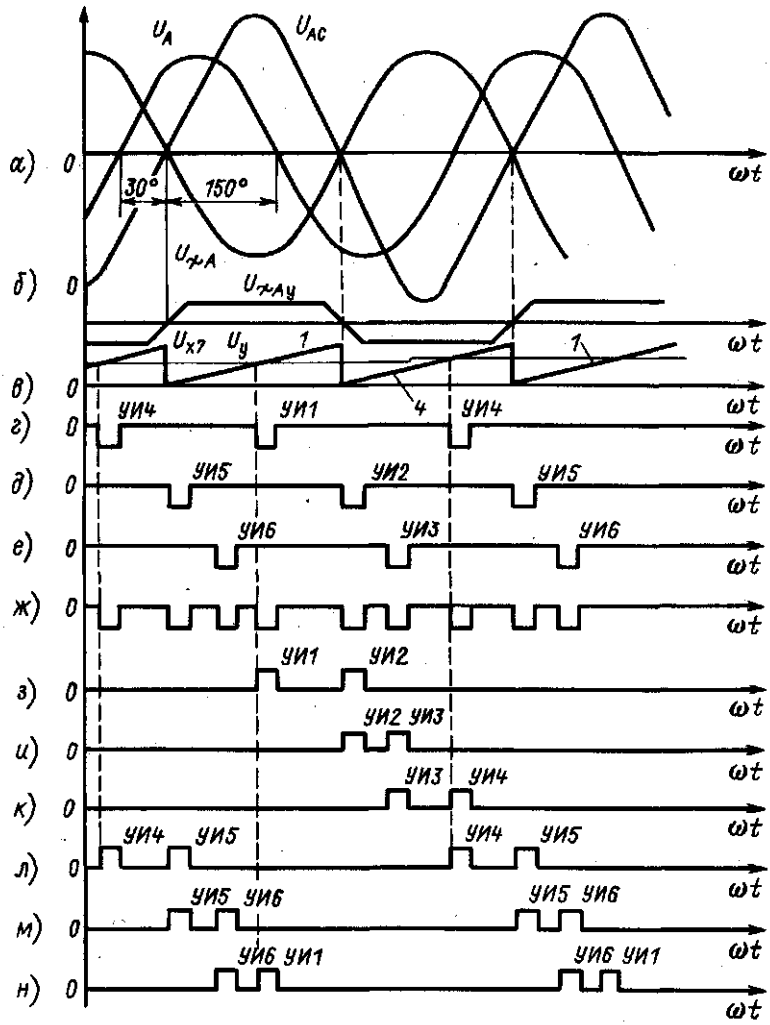


Рис. 45. Осциллограммы сигналов в схеме фазово-импульсного управления:

а – напряжение питания: фазное u_A, линейное u_{AC}, напряжение на выходе ячейки фильтра *Ф* фазы *А* и $u_{\sim A}$; *б* – трапецеидальное напряжение синхронизации $u_{\sim Ay}$ на выходе ячейки № 122 фазы *А*; *в* – пилообразное напряжение U_{x7} в ячейке № 123 *А* фазы *А*; *г* – *е* – управляющие импульсы для *ТМ1* в ячейке № 123*А*, выход элементов *D2.2* и *D2.1* для фаз *А*, *В* и *С* соответственно; *ж* – управляющие импульсы для *ТМ1* ячейки № 123А (гнездо "x4"); *з* – *н* – управляющие импульсы *ТМ1* на выходе ячейки 123А (клеммы фаз *А*, *В*, *С*)

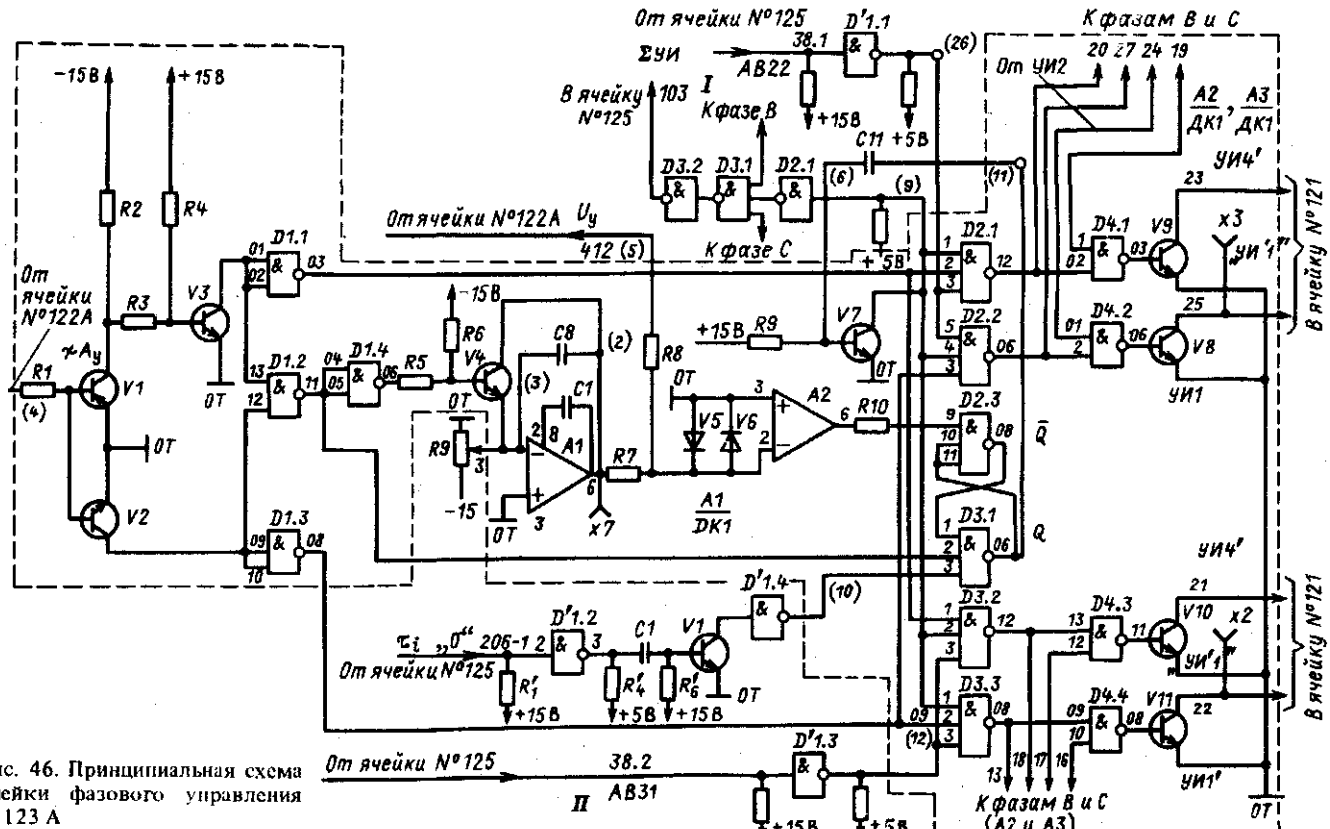


Рис. 46. Принципиальная схема ячейки фазового управления № 123 А

Микросборки являются законченными конструктивными элементами, входящими в состав ячейки № 123А. Каждая из микросборок предназначена для работы соответствующей фазы. На схеме рис. 45 представлена фаза *А*, в которой используется микросборка *А1* (обведена штриховой линией). Ввиду идентичности схем других фаз (*В* и *С*) схеме фазы *А* микросборки *А2* и *А3* на схеме рис. 46 не приводятся. В ячейке № 122А также осуществляется задание углов управления α_0, α_{min} и α_{max} (рис. 47).

Задание начального угла управления α_0 производится с помощью резистора *R20*, который задает напряжение U_0. Ограничение сигнала управления, а следовательно, и углов управления α_{min} и α_{max} производится с помощью операционных усилителей *А7* и *А8*. Задание уровней ограничения (углов α_{min} и α_{max}) производится потенциометрами *R36* и *R37* соответственно.

Схема, выполненная на транзисторе *V2* и резисторах *R4, R6* и *R11, R14* ячейки № 122А, предназначена для формирования сигнала управления, соответствующего углу α_{max} при поступлении сигнала из схемы защиты и сигнализации. При нормальной работе КТЭ сигнал, поступающий на контакты *АВ30* разъема ячейки согласования № 122А, равен логической 1 и транзистор *V2* закрыт. В этом случае сигнал управления (гнездо U_y'' ячейки № 122А), подаваемый на управляющие входы микросборок *А1–А3* ячейки № 123А, определяется сигналом из системы регулирования (U_R) и напряжением, соответствующим углу согласования α_0 с учетом ограничения α_{min} или α_{max}.

При какой-либо аварии в КТЭ сигнал, поступающий на контакты *АВ30*, становится равным логическому 0, и транзистор *V2* открывается, а на вход операционного усилителя *А5* поступает положительное напряжение, большее α_{max}. Тогда на выходе операционного усилителя *А5* появляется максимальное отрицательное напряжение. В дальнейшем оно ограничивается с помощью операционного усилителя *А8* напряжением, соответствующим α_{max}.

Для регулирования максимального угла управления α_{max} в процессе работы в КТЭ предусмотрен дополнительный вход операционного усилителя *А8* (контакты *АВ14* разъема ячейки). Схема ячейки № 122А, выполненная на усилителе *А2* и транзисторе *V1*, предназначена для изменения знака напряжения управления ТП U_R по сигналу от ЛПУ (ячейка раздельного управления № 125), что необходимо для приведения в соответствие напряжения управления ТП значению ЭДС при применении одного фазосмещающего устройства на оба направления.

Сигнал переключения, поступающий из ячейки раздельного управления № 125 на вход усилителя *А2* ячейки № 122А через контакты *АВ20*, может принимать два значения: логического 0 и логической 1. Если сигнал переключений соответствует логическому 0, транзистор *V1* закрыт и напряжение сохраняет на выходе усилителя *А1* тот же знак, что и на входе. При изменении сигнала переключения на логическую 1 транзистор *V1* открывается, и усилитель *А1* инвертирует сигнал U_R.

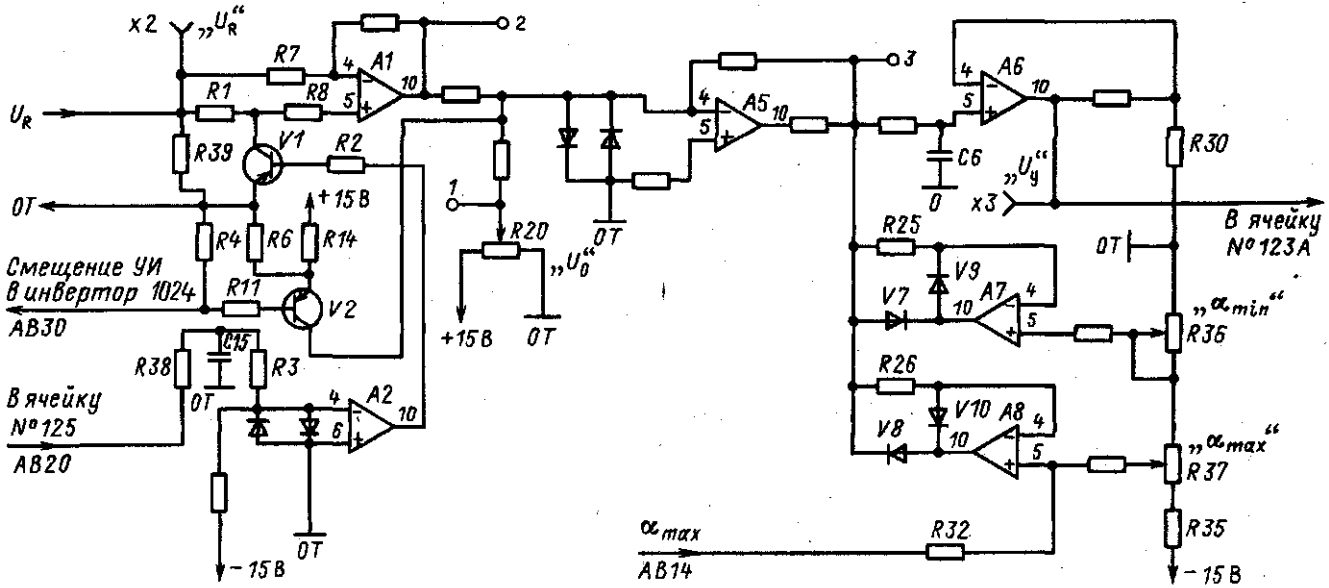


Рис. 47. Принципиальная схема узла сигнала управления ТП в ячейке № 122А

Формирование импульсов управления ТП производится в 6-фазном фазосмещающем устройстве (ФСУ, ячейка № 123А) (рис. 46), которое работает по вертикальному принципу регулирования фаз с пилообразным опорным напряжением, что обеспечивает линейную зависимость фазового сдвига выходных импульсов от сигнала управления. Фазосмещающее устройство выполнено трехканальным с использованием каждого канала для формирования импульсов управления двух противоположных плеч трехфазного тиристорного моста.

Основными элементами данной ячейки являются три гибридные интегральные схемы микросборок *A1–A3*, каждая из которых представляет собой фазосмещающее устройство какой-либо фазы мостов обоих направлений. Входными сигналами микросборки *A1* являются синхронизирующие напряжения $\sim A_y$ и напряжение управления U_y (см. рис. 46), формируемые ячейкой согласования № 122А.

Рассмотрим работу одного канала (фаза *A*, рис. 46). Формирование в нем импульсов управления происходит следующим образом. Напряжение синхронизации $\sim A_y$ подается через резистор *R1* на базы транзисторов *V1* и *V2*. В период положительной полуволны открыт транзистор *V2* и закрыт *V1*. При этом на базе транзистора *V3* имеет место отрицательный потенциал, что обеспечивается делителем, состоящим из резисторов: $R_2 = R_3 = 4{,}7$ кОм и $R_4 = 15$ кОм, и транзистор *V3* закрыт. Таким образом, за время существования положительной полуволны на элемент И–НЕ *D1.1* подается 1 и на его выходе поэтому – 0, а на элемент И–НЕ *D1.3* – 0 и на его выходе – *1*. При отрицательной полуволне на выходах *D1.1* – 1, а *D1.3* – 0. Ввиду того что на один из входов (*12* или *13*) И–НЕ *D1.2* попеременно подается 0, то на его выходе за этот промежуток времени будет 1. При переходе напряжения синхронизации $\sim A_y$ через нуль транзисторы *V1–V3* закрываются от напряжения – 15 В, и тогда на обоих входах *12* и *13* элемента *D1.2* будет 1, а на выходе – 0. При этом на выходах *D1.1* и *D1.3* также будет 0. В момент, когда на выходе *D1.2* – 1 и на выходе И–НЕ *D1.4* – 0, транзистор *V4* закрыт. Тогда от сигнала, поданного с потенциометра *R9* на вход операционного усилителя *A1*, включенного вместе с конденсатором *C8* в режиме интегрирования, на его выходе *6* будет формироваться линейно изменяющееся (пилообразное) напряжение (см. рис. 45, *в*). При переходе синхронизирующего напряжения $\sim A_y$ (рис. 45, *б*) через нуль фиксируется конец "пилы", так как открывающийся транзистор *V4* (на выходе *D1.2* – 1) шунтирует конденсатор *C8*, что и обусловит на выходе *A1* появление 0. Амплитуда пилообразного напряжения регулируется посредством потенциометра *R9'*.

На входе операционного усилителя *A2*, работающего как пороговое устройство, сравнивается пилообразное напряжение и напряжение управления U_y. В первоначальный момент на выходе *Q* триггера *D2.3–D3.1* будет 1, а на выходе $\overline{Q}$ – 0. Последнее обусловлено тем, что нарастанию напряжения синхронизации предшествует его переход

через нуль, а такому состоянию соответствует 0 на входе И–НЕ *D3.1*, пришедший от *D1.2*. В то же время при отсутствии пилообразного напряжения на выходе *6* элемента *A2* под воздействием напряжения отрицательной полярности $U_у$ установится положительный сигнал.

При нарастании пилообразного напряжения и достижения им значения, равного $U_у$, произойдет переключение порогового устройства в состояние, при котором на выходе *A2* установится максимальный сигнал отрицательной полярности и обусловит на выходе *Q* сигнал 1. В этот момент на других входах (выходы от *D1.2* и от блокировки с элемента бестоковой паузы И–НЕ *D1.4*) *D3.1* также 1 и на $\overline{Q}$ – 0.

Из ячейки раздельного управления № 125 (точка *206-1*) на вход И–НЕ *D'1.2* ячейки № 123А (штрихом обозначены элементы, установленные вне микросборки *A1*) поступает сигнал бестоковой паузы τ_f, который при отключении двух мостов соответствует логической 1. В момент бестоковой паузы запрещается формирование импульсов управления. За это время происходит переключение сигнала $U_у$. Время запрета выбирается равным 100–200 мкс, что превышает время переключения сигнала управления $U_у$, которое определяется параметрами ячейки согласования № 122А.

При работающем ТП на вход *D'1.2* ячейка № 123А от ячейки № 125 приходит 0, и, следовательно, транзистор *V'1* открыт (1 на выходе *D'1.2*). Логический 0 на входе *D'1.4* обеспечит 1 на его выходе. При наличии 1 на всех трех входах *D3.1* на выходе *Q* – 0. Это происходит в момент переключения *A2* от напряжения "пилы", превысившего $U_у$. От логического 0, пришедшего с *Q* на базу транзистора *V7*, он закроется на время, определяемое задержкой R_9C_{11}, в результате чего в точке *9* будет сформирован импульс, продолжительность которого определяется величиной емкости *C11*, а начало – моментом переключения *A2*. Длительность импульса составляет 0,45 ± 0,1 мс.

Предположим, что включен первый мост ТП, тогда *1* подана на входы И–НЕ *D2.1* (вход *3*) и *D2.2* (вход *5*). При положительной полуволне синхронизирующего напряжения 1 на выходе *D1.3* и входах *2* и *3* элементов *D3.3* и *D2.2*.

При закрывании транзистора *V7* в момент поступления очередного импульса от точки *9* на входе *4* элемента *D2.2* будет 1. Тогда на всех трех входах *D2.2* – 1 и поэтому на его выходе – 0 (на время этого импульса).

Из анализа схемы видно, что на выходах элементов И–НЕ *D2.1*, *D3.2* и *D3.3* в этот момент – 1. Логический 0 с И–НЕ *D2.2* будет подан на И–НЕ *D4.2*, и на его выходе появится положительный управляющий импульс *УИ1*, что приведет к открытию транзистора *V8* и через клемму *25* ячейки № 123 в ячейку усилителя № 121 будет подан 0 на базу *V16*. Транзистор *V16* откроется, и единичный импульс поступит в импульсный трансформатор и далее на управляющий электрод тиристора (рис. 48).

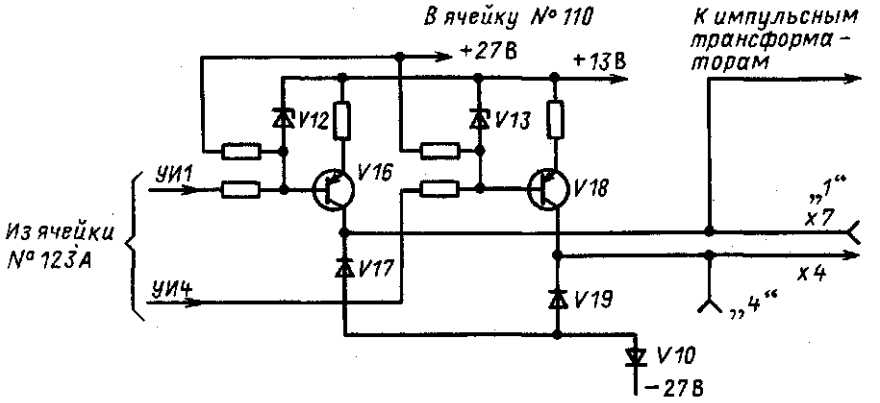


Рис. 48. Принципиальная схема одного канала ячейки усиления импульсов № 121 (фаза *А*)

При переходе синусоиды синхронизирующего напряжения через нуль на выходе *D1.2* ячейки № 123А установится логический 0, а на выходе *Q* – 1. Произойдет разряд конденсатора *C11*, а на выходе $\overline{Q}''$ будет 0, так как на выходы *9* и *10 D2.3* приходят две логические 1 (от *Q* и с выхода *6* компаратора *A2*).

При отрицательной полуволне синхронизирующего напряжения 0 будет подан на вход *3* элемента *D2.2*, и тогда на его выходе появится 1 независимо от сигналов на других входах. На вход элемента *D2.1* от элемента *D1.1* приходит 1, и тогда при формировании импульса в точке *9* на выходе *D2.1* установится 0, а на выходе И–НЕ *D4.2* – 1. Транзистор *V9* откроется. На входе ячейки усилителей № 121 будет сформирован импульс *УИ4*. Аналогично описанному для ячейки № 123А фазы *А* в соответствии с последовательностью заданной фазами синхронизирующего напряжения будут работать и другие каналы.

Следует отметить, что в момент разрешения на формирование импульса *УИ2* в ячейке № 123А с микросборки фазы *С* от И–НЕ *D4.1* на вход *1* элемента *D4.2* микросборки фазы *А* (канал *УИ1*) придет сигнал 0, соответствующий длительности импульса *УИ2*, и, благодаря этому, сформируется соответствующий ему повторный импульс на выходе транзистора *V16* ячейки № 121. В то же время с выхода элемента *D2.2* на время импульса *УИ1* будет подан сигнал на вход элемента И–НЕ *D4.2* микросборки фазы *В* для получения аналогичного повторного импульса в канале *УИ6*. Формирование импульса произойдет аналогично описанному выше.

С учетом последовательности импульсов выполнено подключение также и других каналов импульсов, что обеспечивает на каждом тиристоре существование двух импульсов (своего и следующего за ним через 60°, см. рис. 38, *г–е*).

В начальный момент переключения на другой мост имеет место бестоковая пауза, и оба моста отключены. На входе *D'1.2* ячейки № 123А будет 1 и, следовательно, на входе *3* элемента *D3.1* – логический 0, а на его выходе *1* – логическая 1.

Таким образом, в момент $\tau_i = 1$ наложен запрет на образование управляющих импульсов тиристорных мостов. Одновременно с этим запрет накладывается на И–НЕ *D2.1; D2.2; D3.2* и *D3.3*. Так как в точках *38.1* и *38.2* – сигнал 1, то после инвертирования его элементами *D'1.1* и *D'1.3* на соответствующих входах, названных И–НЕ, будет 0 (см. рис. 46).

По окончании переключения комплектов (мостов) ТП снимается блокировка с канала управления соответствующего моста. Если в точке *38.2* – 0, то И–НЕ *D3.2* и *D3.3* ячейки № 123А работают в соответствии с тем, как было описано ранее, и в зависимости от полуволны напряжения синхронизации вырабатываются импульсы *УИ1'* при положительной и *УИ4'* – при отрицательной полуволнах.

Ячейка каналов фазового управления № 123А вырабатывает импульсы для двух тиристорных мостов: *УИ1–УИ6* – для моста одного направления; *УИ1'–УИ6'* – для моста другого направления. При сигнале логический 0 в точке *38.1* (клемма *АВ22*) выдаются импульсы *УИ1–УИ6*, а при сигнале логический 0 в точке *38.2* (клемма *АВ31*) выдаются импульсы *УИ1'–УИ6'*. Одновременное формирование импульсов противоположных направлений исключается.

Как видно из схемы рис. 46, импульсы с точки *9* через И–НЕ *D'3.2*, *D'3.1* и *D'2.1* в виде сигнала $\overline{\Sigma УИ}$ подаются в ячейку № 125 для осуществления ее работы в соответствии с описанием, приводимым ранее.

Как было сказано, выходные импульсы ячейки каналов управления № 123А поступают в ячейки усилителей № 121 (рис. 48), где происходит их усиление, и далее – в импульсные трансформаторы. Импульсные трансформаторы осуществляют потенциальное разделение сигналов системы управления от силовых цепей. Длительность импульсов не более 0,6 мс. Период следования импульсов 10 ± 0,2 мс.

С выхода импульсных трансформаторов импульсы управления поступают на управляющие переходы соответствующих тиристоров. Питание ячеек усилителей № 121 осуществляется нестабилизированным напряжением из системы питания в зависимости от исполнения КТЭ.

Ячейка раздельного управления № 125. Ячейка № 125 (ЛПУ) предназначена для раздельного управления комплектами ТП (рис. 49).

Технические данные ячейки

Напряжение питания, В	± (15 ± 1)
Время задержки при выдаче разрешения на переключение, мкс	650–750
Логические сигналы, В:	
1, не менее	+12
0, не более	1,5

Диапазон регулирования порогового напряжения реле напряжения, В 1,2
Время задержки в выдаче разрешения сигнала после появления импульсов системы фазового управления, мкс 20–70

Ячейка № 125 формирует логические сигналы, разрешающие формирование управляющих импульсов комплектов (мостов) "Вперед" или "Назад". Логическое переключающее устройство выполнено с комбинированным алгоритмом, по которому при задании на ток, соответствующем режиму прерывистого тока, попеременно включаются комплекты различного направления проводимости (режим сканирования).

Необходимым условием для снятия импульсов с работающего комплекта и включения комплекта противоположного направления является равенство сигнала задания на ток значению, соответствующему прерывистому току в работавшем комплекте, а также закрытое состояние всех вентилей анодной и катодной групп в комплекте отключенного направления.

Аналоговый сигнал управления i_s на переключение комплектов ТП приходит из схемы САР электропривода с выхода регулятора скорости (РС) (задание на ток якоря – U_{3i}) и преобразуется в логический сигнал посредством пороговых реле, выполненных на операционных усилителях *A1* и *A2*. Усилители *A1* и *A2* включены таким образом, что сигнал на выходе усилителя *A1* инвертирован по отношению к сигналу на выходе *A2*, поэтому если на вход ячейки раздельного управления ЛПУ от РС подан положительный сигнал, то на выходе *A1* будет 1, а на выходе *A2* – 0. При отрицательном значении U_{3i}, наоборот: на *A1* – 0, а на *A2* – 1.

При заданиях на ток, превышающих порог срабатывания пороговых реле *A1* и *A2* (менее 0,3 и не более 1,5 В), и токе выше прерывистого схема работает как двухпозиционная, и переключение комплектов осуществляется в зависимости от полярности сигнала на входе в ЛПУ.

При заданиях на ток, меньших порога срабатывания пороговых реле *A1* и *A2* (ток ниже или равен прерывистому), схема находится в режиме сканирования.

В позиционном режиме схема (рис. 49) работает следующим образом.

Предположим, что при включении схемы выходной триггер *D9.1, D9.2* находится в состоянии, когда у него на выходе *Q9* – 0 и на выходе $\bar{Q}9$ – 1. Это возможно, если: подтверждающий триггер *D8.3, D8.4* имеет на выходе *Q8* – 1, а на $\bar{Q}8$ – 0, на выходе *Q6* триггера задания состояний *D6.1, D6.2* – 1, а на $\bar{Q}6$ – 0. При этом сигнал отключения от защиты, приходящий на входы *4* и *10* триггера *D9.1, D9.2*, также 1.

Если ток цепи якоря $I_я$ выше прерывистого (открытое состояние одного из комплектов ТП (диапазон $t_2 - t_3$ на рис. 50, *а*), то на выхо-

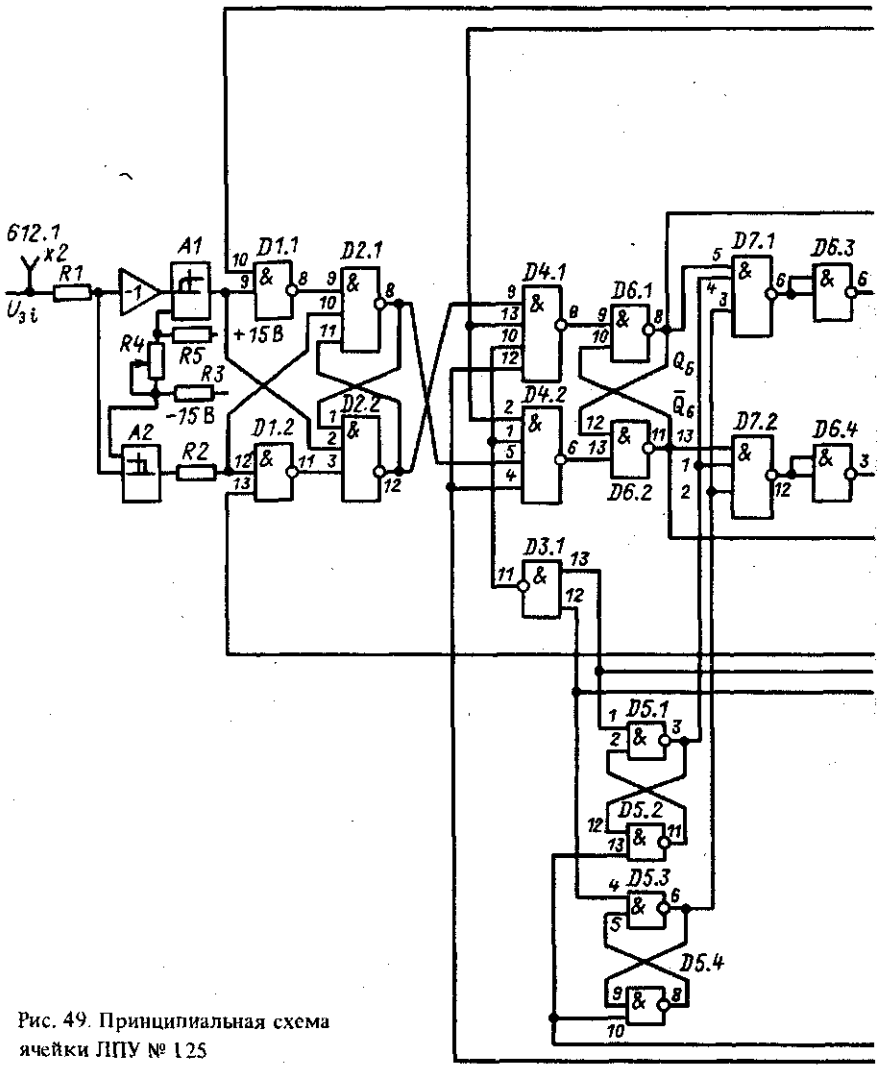
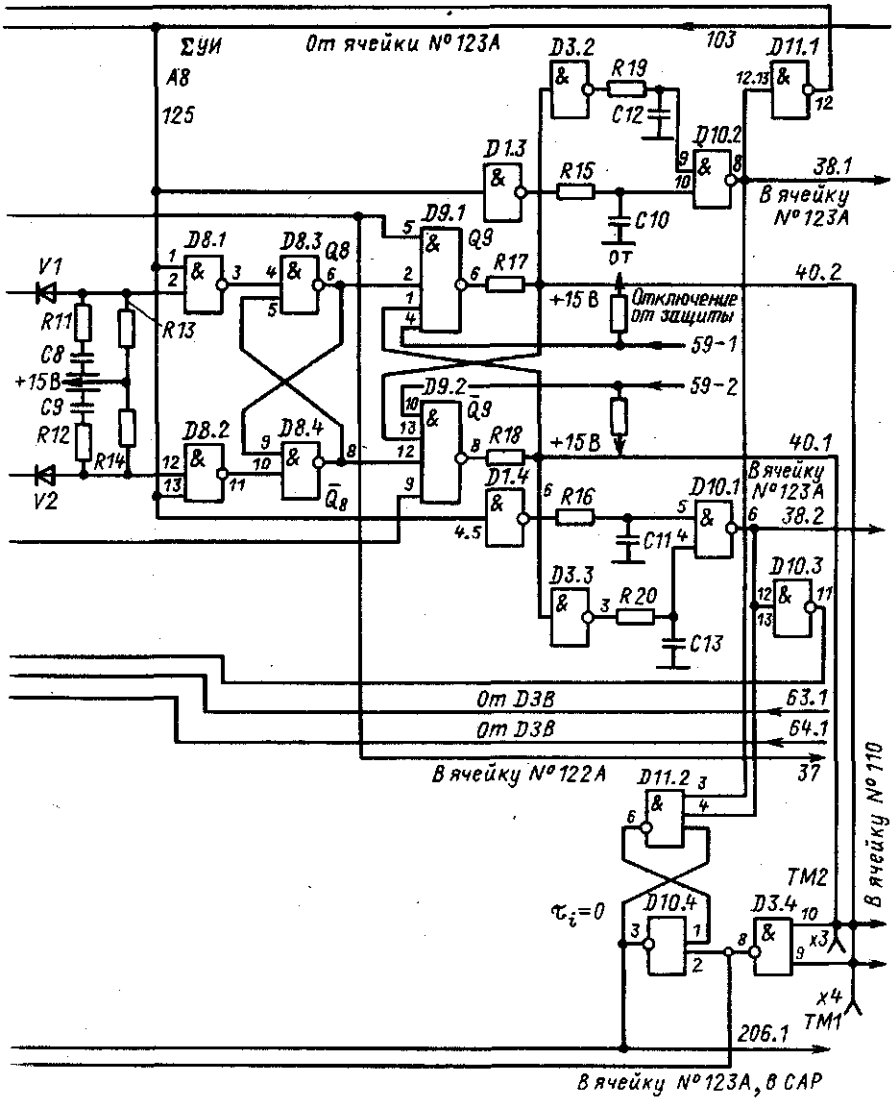


Рис. 49. Принципиальная схема ячейки ЛПУ № 125

де *11* И–НЕ *D3.1* – 0, и тогда логические ключи *D4.1* и *D4.2* имеют 1 на выходах *8* и *6* независимо от состояния сигналов на входах *9, 5* и других входах. Логическая 1 с выхода *8* триггера *D9.1, D9.2*, инвертируемая И–НЕ *D3.3* через задержку *R20, C.13* подана на вход *4* элемента И–НЕ *D10.1* и поэтому на выходе *6 D10.1* – 1 (точка *38.2*), а на выходе И–НЕ в ячейке № 123А *D1.3* – 0. Он заблокирует группу ключей И–НЕ *D3.2, D3.3, D4.3* и *D4.4* ячейки № 123А (см. рис. 46)



и не позволит проходить импульсам *УИ1'* в ячейку усилителей № 121 комплекта *ТМ2*. Результаты воздействия выходных сигналов ячейки раздельного управления № 125, поступающих на вход ячейки каналов фазового управления № 123А для работы одного из мостов, представлены на рис. 50, *в* и *г*. Логический 0 с выхода *Q9* триггера *D9.1*, *D9.2* инвертируется элементом И–НЕ *D3.2* как 1 на вход *9* элемента И–НЕ *D10.2* с выдержкой времени, определяемой цепочкой *R19*, *C12*.

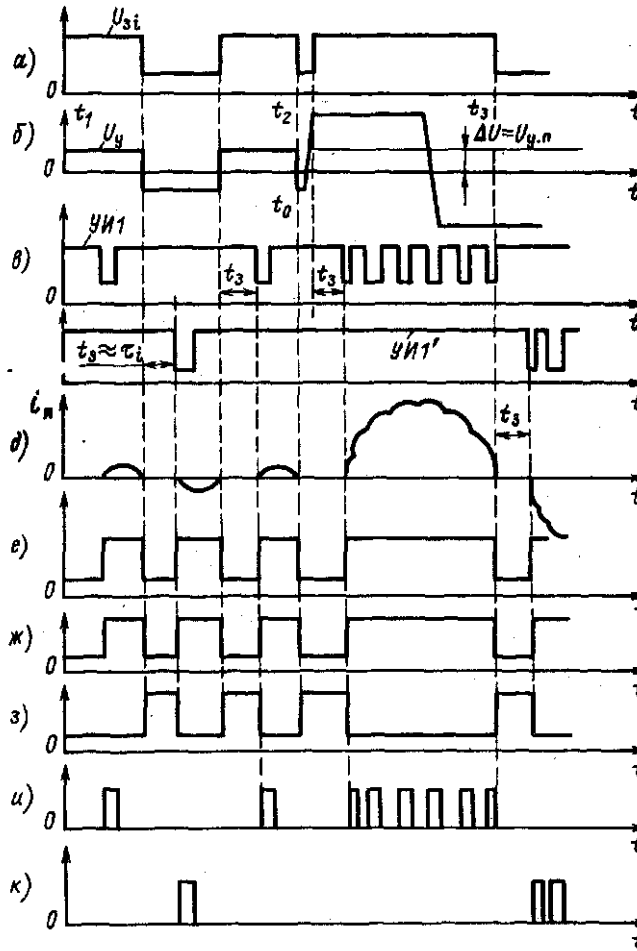


Рис. 50. Диаграмма сигналов в схеме управления КТЭ с ЕВО:

а – сигнал задания переключения групп U_{3i} на гнезде "U_{3i}" ячейки № 125; *б* – сигнал задания тока $U_у$ на гнезде "$U_у$" ячейки № 122; *в* – импульсы при работающем *ТМ1*, гнездо "*УИ1*" ячейки № 123А; *г* – импульсы при работающем *ТМ2* гнездо "*УИ1*" ячейки № 123*А*; *д* – ток якоря $i_я$; *е* – датчик запирания мостов, катодная группа, гнездо "*х8*"; *ж* – датчик запирания мостов, анодная группа, гнездо "*х8*"; *з* – сигнал блокировки в период отсутствия тока, гнездо "ДЗВ" ячейки № 125; *и* – импульсы у тиристорных переходов *ТМ1*: анод – управляющий электрод тиристора фазы *А*; *к* – импульсы у тиристорных переходов *ТМ2*; анод – управляющий электрод тиристора фазы *А*

В момент наличия импульса $\overline{\Sigma}УИ$ (из ячейки № 123) от элемента И–НЕ *D1.3* с выдержкой времени, определяемой *R15, C10,* будет подана 1 на вход *10* элемента *D10.2* и тогда на его выходе *8* (точка *38.1*) будет 0, а в ячейке № 123А через И–НЕ *D1.1* сигналом 1 будет разблокирована группа ключей И–НЕ на *D2.1, D2.2, D4.1, D4.2* и разрешено прохождение импульсов *УИ1* на ячейку усилителей № 121 комплекта *ТМ1,* что обеспечивает его работу (см. рис. 46). Сигнал, разрешающий включение одного из мостов, импульсный, так как для увеличения надежности разрешение выдается только на время формирования управляющего импульса.

При исчезновении импульса $\Sigma\overline{УИ}$ через цепочку *R15C10* мгновенно будет подан 0 на вход *10* элемента *D10.2.* Благодаря этому появится 0 на выходе *D1.1* ячейки № 123А, который заблокирует группу ключей И–НЕ *D2.1, D2.2, D4.1, D4.2* и комплект *ТМ1* (см. рис. 46).

После появления нового импульса $\Sigma\overline{УИ}$ на вход *10* элемента *D10.2* вновь будет подана 1, а в точке *38.1* появится 0, и, в соответствии с принципом, изложенным выше, будет продолжаться работа схемы. Разблокируются ключи И–НЕ *D2.1, D2.2, D4.1, D4.2* в ячейке № 123А, и будет дано разрешение на прохождение импульса *УИ1* в *ТМ1.* Импульсы, приходящие на входы *1* и *13* элементов И–НЕ *D8.1, D8.2* и входы *13* и *2* элементов И–НЕ *D4.1, D4.2,* не изменят состояние триггеров *D6.1, D6.2* и *D8.3, D8.4* и поэтому всей схемы в целом.

Если ток $I_я$ станет равен прерывистому току, то в момент прохождения тока якоря через нуль снимается блокировка по току, так как с выхода *11* элемента *D3.1* сигнал 1 будет подан на входы *1* и *10* И–НЕ *D4.1, D4.2.* Сигнал 0 на выходе *Q9* элемента *D9.1* инвертируется И–НЕ *D3.4,* и 1 с его выхода *8* подается на входы *12* и *4* элементов *D4.1* и *D4.2.*

Теперь с приходом импульсов $\Sigma\overline{УИ}$ на входы *13* элемента *D4.1* и *2* элемента *D4.2* состояние их выходов *8* и *6* зависит от состояния выходов *8* и *12* триггера подготовки *D2.1, D2.2.* При $U_{зi}$ = 1 на входах *9* элемента И–НЕ *D1.1* и *2* И–НЕ *D2.2.* – 0, а на входах *12* элемента И–НЕ *D1.2* и *10* И–НЕ *D2.1* – 1. Так как сигнал 1 с выхода $\overline{Q9}$ элемента *D9.2* инвертируется элементом *D3.3,* то с выхода последнего 0 через цепочку *R20, C13* поступит на вход *4* элемента *D10.1* и обусловит на его выходе *6* сигнал 1. В результате этого на выходе И–НЕ *D10.3* будет 0, который поступит на вход *13 D1.2* и сформирует на его выходе *11* и на входе *3* элемента *D2.2* – 1. Логический 0 на входе *9* элемента *D1.1* обеспечит 1 на его выходе *8* и входе элемента *9 D2.1.* Состояние сигнала на входе *10* элемента *D1.1* при этом не имеет значения. В связи с присутствием 0 на входе *2* элемента И–НЕ *D2.2* на его выходе *12* и входе *9* И–НЕ *D4.1* будет 1, а на выходе *8 D2.1* и входе *5* И–НЕ *D4.2* будет 0. В момент существования импульсов $\Sigma УИ$ на входах *13* и *2* элементов *D4.1* и *D4.2* – 1 и, ввиду рассмотренной выше комбинации сигналов на других входах элементов *D4.1* и *D4.2,* на их выходах установятся сигналы: на

8 – 0, а на *6* – 1. Но сигналы 0 – на входе *9* элемента *D6.1* и 1 – на входе *13* элемента *D6.2* будут соответствовать ранее отмеченной комбинации сигналов для работы *TM1*, т.е. соответствовать сигналам на выходе *Q6* – 1, а на выходе $\overline{Q6}$ – 0.

Так как при токе меньше прерывистого с гнезда "*X8*" ДЗВ анодной и катодной групп на входы *1* элемента *D5.1* и *4* И–НЕ *D5.3* приходит 0 в моменты перехода тока через нулевое значение (см. рис. 43, *б* и рис. 50, *д–ж*), то на выходах *3* и *6* элементов *D5.1* и *D5.3* будет 1. Сигналы 1 на входах *4* и *3* элемента *D7.1* обеспечат в совокупности с сигналом 1 с выхода *Q6* логический 0 на выходе *6* элемента *D7.1*. Так как на выходе $\overline{Q6}$ – 0, то на выходе *12* элемента *D7.2* будет 1, которая инвертируется элементом *D6.4* в 0. Логический 0 с выхода *6* элемента *D7.1* инвертируется элементом И–НЕ *D6.3* в логическую 1, которая с выдержкой времени, определяемой цепочкой элемента *C8, R13*, поступит на вход *2* элемента *D8.1*.

Время задержки определяется временем отключения ТП при снятии с него управляющих импульсов. С приходом импульса $\Sigma\overline{УИ}$ на вход *1* элемента *D8.1* на его выходе *3* будет иметь место логический 0 в то время, как на выходе *10* элемента *D8.2* –1. Это состояние на входе триггера *D8.3, D8.4* и обусловит на его выходе *Q9* сигнал 1, а на $\overline{Q8}$ – 0, а следовательно, и состояние всей схемы в целом будет соответствовать условиям работы моста *TM1*. Если произойдет изменение сигнала задания тока $U_{зi}$ с 1 на 0 (рис. 50, *а*), то на входе *9* элемента *D1.1* и входе *2 D2.2* будет 1, а на входе *12* элемента *D1.2* и входе *10* элемента *10 D2.1* – 0, и поэтому на выходе *11* элемента *D1.2* будет 1 независимо от состояния сигнала на его входе *13*.

В момент появления импульса на входе *10* элемента *D1.1* имеет место сигнал 1, так как при работе моста *TM1* логический 0 с выхода *8* элемента *D10.2* инвертируется И–НЕ *D11.1* в логическую 1. При этом на выходе *8* элемента *D1.1* будет 0.

Теперь на входах *9* и *10* элемента *D2.1* сигналы 0 и поэтому на его выходе *8* будет 1, а на выходе *12* элемента *D2.2* – 0. Так как включен мост *TM1*, то с элемента *D3.4* логическая 1 подана на входы *12* элемента *D4.1* и *4* элемента *D4*. При $I_я$ = 0 логическая 1 будет также на входе *10* элемента *D4.1* и входе *1* элемента *D4.2*.

Тогда при полученной комбинации сигналов на входах *D4.1* и *D4.2* в момент отсутствия импульсов $\Sigma\overline{УИ}$ на их выходах будут сигналы: на *8* – 1, на *6* – 0, и, следовательно, триггер *D6.1, D6.2* перебросится в состояние, при котором на выходе *Q6* будет 0, а на выходе $\overline{Q6}$ будет 1. При этом, хотя на вход *5* элемента *D7.1* приходит 1, а на вход *13* элемента *D7.2* – 0, переключение триггера *D7.1–D7.2* не произойдет до исчезновения тока якоря ввиду наличия блокировки от триггера *D5.1–D5.3*. С выходов этого триггера при наличии тока цепи якоря поступает 0 на входы *4, 3* и *1,2* триггера *D7.1–D7.2*, что и обеспечивает блокировку. Так как на входе *5* элемента *D9.1* теперь 0, то на его вы-

ходе *Q9* будет 1, и по-прежнему на выходе $\overline{Q9}$ имеет место сигнал 1, а на обоих входах *9* и *10* И–НЕ *D3.4* – сигнал 1, что обусловит на его выходе *8* появление сигнала 0. Этот сигнал поступает на входы *12* и *4* элементов *D4.1* и *D4.2* и блокирует их. На обоих выходах этих элементов (*8* и *6*) будет сигнал 1, который не изменит состояние триггера *D6.1*, *D6.2*. Вместе с тем сигнал 0 с выхода *8* элемента *D3.4* будет подан на вход *2* элемента *D10.4*, что обусловит на его выходе *3* сигнал 1. Этот сигнал, существующий во время бестоковой паузы τ_1, пока оба тиристорных моста не работают, подается в САР для разрыва в этот момент прямой цепи канала РТ. Он также подается на вход в ячейку № 123А и преобразуется в импульсы, подаваемые для запрета формирования импульсов управления.

Такая схема применяется в КТЭ с ЕВО первых выпусков.

С 1985 г. в ТП, изготовляемом ПО "Преобразователь", не разрывается цепь задания тока на выходе в РТ. Такое решение обусловлено малой бестоковой паузой этого типа ТП по сравнению с другими типами. По данным ПО "Преобразователь", при проведении испытаний этого узла изменение сигнала на выходе РТ за время бестоковой паузы оказалось незначительным. Вместе с тем следует отметить, что этот сигнал определяется не только временем бестоковой паузы, но и постоянной интегрирования РТ, которая, в свою очередь, зависит от параметров токового контура. А так как их значение может в значительной степени изменяться в зависимости от применяемых элементов схемы, то нельзя заранее предсказать, что для какого-то из конкретных электроприводов не возникнет необходимость ограничить рост сигнала на выходе РТ.

Одновременно от сигнала логическая 1 с выхода *Q9* по цепочке: инвертор *D3.2*, задержка *R19*, *C12*, И–НЕ *D10.2*, инвертор *D1.1* ячейки № 123А будет подан 0, который заблокирует ключи *D2.1*, *D2.2*, *D4.1*, *D4.2* этой ячейки, и, таким образом, прекратится подача импульсов на управляющие электроды *TM1* и произойдет его отключение (см. рис. 46).

При отсутствии сигнала наличия тока (логическая 1) на входах *3* и *4* элемента *D7.1* и входах *1* и *2* элемента *D7.2* и сигналах на выходах триггера *D6.1*, *D6.2*: на выходе *Q6* – логический 0, а на выходе $\overline{Q6}$ – 1 – на выходе *6* элемента *D7.1* появится сигнал 1, а на выходе *12* элемента *D7.2* – 0, и поэтому на выходе *3* инвертора *D6.4* будет 1. Этот сигнал, пройдя задержку *R14*, *C9* с выдержкой времени задержки (бо́льшей времени отключения *TM1*), установится на входе *12* элемента *D8.2*, а сигнал 1 с выхода *6* элемента *D7.1* после инвертирования его в 0 элементом *D6.3* мгновенно установится на входе *2* элемента *D8.1*.

В момент наличия импульса не может произойти перебрасывание триггера *D83*, *D8.4*, так как на входах *1* и *13* триггера *D8.1*, *D8.2* – 0, а на их выходах *3* и *11* будет 1.

Логическая 1 на входе *13* элемента *D8.2* вместе с 1 на его входе *12* обусловит появление 0 на выходе *11* элемента *D8.2*, он поступит на вход *10* элемента *D8.4* и перебросит триггер *D8.3, D8.4*. Теперь на его выходе $\overline{Q8}$ будет 1, а на выходе *Q8* – 0. Так как на всех входах элемента *D9.2* установлены сигналы логическая 1 (на входе *9* с выхода *11* элемента *D6.2*, на входе *12* с выхода *8* элемента *D8.4*, на входе *13* с выхода *6* элемента *D9.1*, на вход *10* постоянно поступает 1, пока нет сигнала отключения от защиты), то на его выходе $\overline{Q9}$ появится 0. При появлении 0 на выходе $\overline{Q9}$ на выходе *8* элемента *D3.4* установится 1 и разблокируется триггер *D4.1, D4.2*, а триггер *D10.4, D11.2* перебросится в состояние, когда на его выходе будет 0, что обусловит включение цепи на входе регулятора РТ.

Логический 0 с выхода $\overline{Q9}$ инвертируется в 1 посредством элемента *D3.3* и по истечении времени задержки, определяемом цепочкой *R20, C13*, на входе *4* элемента *D10.1* установится 1.

В момент наличия импульса, т.е. когда в точке $\Sigma\overline{УИ}$ сигнал 0, логическая 1 с выхода *D1.4*, задержанная *R16–C11*, поступит на вход *5* элемента *D10.1* и на его выходе *6* появится 0, который инвертируется в 1 элементом И–НЕ *D1.3* ячейки № 123А.

Поступившая с выхода *D1.3* этой ячейки 1 на ключи *D3.2, D3.3, D4.3, D4.4* разрешит проходить импульсам *УИ1* на импульсную ячейку № 121А и включит *ТМ2* (рис. 46). При отсутствии импульса логическая 1 на входах *4, 5* элемента *D1.4* инвертируется в 0, который, мгновенно пройдя задержку *R16, C11* по цепи *D10.1, D1.3*, заблокирует ключи *D3.2, D3.3, D4.3, D4.4*. При появлении нового импульса вновь будет выдано разрешение на работу *ТМ2*, так же как это было описано ранее.

Как и при работе *ТМ1*, приходящие на *D8.1, D8.2* и *D4.1, D4.2* все последующие импульсы $\Sigma\overline{УИ}$, равно как и включение блокировки по току, не изменят состояние схемы.

Переключение схемы в положение, когда работает *ТМ1*, аналогично описанному для *ТМ2*. Если при работе *ТМ2* и после переключения триггера *D6.1, D6.2* в момент, пока еще не кончилось время задержки, определяемое цепочкой *R13, C8*, появится ток, то на входы *3* и *4 D7.1* будет подан 0, и тогда на его выходе появится 1, которая мгновенно установит 0 на входе *2* элемента *D8.1*, а когда ток исчезнет, начнется новый отсчет времени.

Таким образом, время бестоковой паузы будет увеличено как на время задержки повторного включения, так и на время существования тока в цепи якоря. Если до того, как произошло переключение триггера *D6.1, D6.2*, ДЗВ анодной и катодной групп сигнализировали о наличии тока (на гнезде "*X8*" – 1), то логический 0 на входах *10* и *2* элементов *D4.1, D4.2* не позволит осуществить его переключение и переключение триггера *D6.1* и *D6.2* до спадания тока. При отсутствии тока в одной из групп ТМ на гнезде "*X8*" одного из ДЗВ сигнал 0,

а на выходе *11* элемента *D3.1* будет 1, и тогда происходит переключение *D4.1, D4.2*, а далее и *D6.1, D6.2*. Из-за блокировки элементов *D5.1* и *D5.2* бестоковая пауза продлится до тех пор, пока не отключатся оба ДЗВ (отсутствует ток в анодной и катодной группах).

При аварийном режиме 0 подается на входы *4* и *10* элементов *D9.1* и *D9.2*. При этом на обоих выходах *Q9* и $\overline{Q9}$ будет 1 и с мостов *TM1* и *TM2* сняты импульсы. С выхода *Q6* триггера *D6* сигнал подается в ячейку № 122А для приведения полярности напряжения управления в соответствие с сигналом на включение выбранного для работы моста.

Работа схемы в режиме сканирования соответствует на рис. 50 моменту $t_1 - t_2$. Как было отмечено, в этом режиме задание на ток ниже порога срабатывания пороговых реле *A1, A2* и на выходах обоих реле и на входах *9* элемента *D1.1*, и *2* элемента *D2.2*, и входах *12* элемента *D1.2* и *10* элемента *D2.21* постоянно присутствует логическая 1.

Когда ТП включен и в цепи якоря двигателя протекает прерывистый ток, его среднее значение равно нулю (см. рис. 50, *д*). При этом схема работает следующим образом. Предположим, как и прежде, что выходной триггер опрокинулся в положение, при котором на его выходе *Q9* – логический 0, а на $\overline{Q9}$ – 1. При этом, как было описано ранее, включен в работу *TM1*. На вход *10* элемента *D1.1* от инвертора *D11.1* подан сигнал 1, а на выходе *8* элемента *D1.1* и входе *9* элемента *D2.1* – 0. Так как на выходе *D10.3* и входе *13* элемента *D1.2* – 0, то на его выходе *11* и в этом случае будет 1. Тогда триггер *D2.1, D2.2* установится в положение, когда на его выходе *8* будет 1, а на выходе *12* – логический 0. При отсутствии тока в цепи якоря на входе *10* элемента *D4.1* и входе *1* элемента *D4.2* – логическая 1.

Ввиду того что один из мостов (*TM1*) включен, 1 от элемента *D3.1* присутствует также на входах *12* и *4* триггера *D4.1, D4.2*.

Вследствие названной комбинации сигналов (в момент отсутствия импульсов 1 на входах *13* и *2* триггера *D4.1, D4.2*) на выходах *D4.1* и *D4.2* установятся сигналы: на выходе *8* – 1, а на выходе *6* – 0, и триггер *D6.1, D6.2* перебросится в положение, при котором на его выходе $\overline{Q6}$ – 1, а на *Q6* – 0. Логический 0 будет подан на вход *5* элемента *D9.1*, что приведет к появлению на его выходе *Q9* – 1. После этого, как было отмечено ранее, произойдет отключение *TM1*. Одновременно от И–НЕ *D3.4* будет подан 0 на входы *12* и *4* триггера *D4.1* и *D4.2*, и на выходе *6 D4.2* установится 1. Но она не изменит состояния триггера *D6.1, D6.2*.

Так как нет тока якоря, от *D5* на входы *4, 3* и *1, 2* триггера *D7.1, D7.2* поданы логические 1. Логический 0 с выхода *Q6* элемента *D6* через элементы *D7.1, D6.3*, диод *V1* и задержку *R11, C8* установится на входе *2* элемента *D8.1*, а 1 – с выхода *11* элемента *D6.2* через элементы *D7.2* и *D6.4* с выдержкой времени, определяемой цепочкой *R14, C9*, установится на входе *12* элемента *D8.2*. Пока на входах *1* и *13 D8.1*,

D8.2 присутствует сигнал 0 (в точке $\Sigma\overline{УИ}$ – 0), состояние триггера *D8.3, D8.4* не изменится. После исчезновения импульса (в точке $\Sigma УИ$ – логическая 1) на обоих входах *12* и *13* элемента *D8.2* имеет место 1 и на выходе *11 D8.2* появится 0. Так как при этом на выходе *3* элемента *D8.1* – 1, триггер *D8.3, D8.4* перебросится в состояние, когда на его выходе $\overline{Q8}$ будет 1, а на выходе *Q8* – 0. Это приведет к тому, что при наличии сигнала 1 на входах *4* и *10* триггера *D9.1, D9.2* и на его выходе $\overline{Q9}$ будет 0, а на выходе $\overline{Q}9$ сохранится 1. По цепи: инвертор *D3.3*, задержка *R20, C13*, И–НЕ, *D10.1*, И–НЕ, *D1.3* ячейки № 123А будет подано разрешение (логическая 1) на работу *TM2* (см. рис. 46), который включится при наличии импульсов $\Sigma\overline{УИ}$ (логический 0 с выхода *D10.1*). Одновременно на входах *12* и *4 D4.2* установится 1, приходящая от И–НЕ *D3.4*. В момент появления импульса логический 0 от элемента *D10.1* поступит на *D10.3*, и тогда логическая 1 с его выхода будет подана на вход *13* элемента *D1.2*, на выходе которого появится логический 0. Он обеспечит на выходе *12* триггера *D2.1, D2.2* состояние 1. Так как на вход *10* элемента *D1.1* приходит 0 от И–НЕ *D11.1*, то на выходе *8 D1.1* появится логическая 1.

При отсутствии тока в цепи якоря на выходе *8* элемента *D4.1* будет 0, а на выходе *6* элемента *D4.2* – 1, и поэтому триггер *D6.1, D6.2* переходит в другое состояние. На его выходе *8* появится 1, а на выходе *11* – 0. Логический 0, поданный от $\overline{Q}6$ на вход *9* элемента *D9.2*, произведет отключение *TM2*. Наступит бестоковая пауза на время действия задержки *R13, C8*. По окончании времени задержки в момент отсутствия импульсов триггер *D8.3, D8.4* переходит в состояние, когда на его выходе *Q8* будет 1 и на выходе $\overline{Q}8$ – 0, что приведет к включению моста *TM1*. В дальнейшем работа схемы будет происходить так, как описано ранее.

При отсутствии тока схема будет сканировать поочередно, переключая группы (диапазон времени $t_1 - t_2$, рис. 50). При появлении тока больше прерывистого в одной из групп ТП от ДЗВ анодной и катодной групп через И–НЕ *D3.1* будет подана блокировка (логический 0) на входы *D4.12, D4.1, D4.2*, которая не позволит перебросить триггер *D6.1, D6.2* в новое положение, поэтому, пока существует ток, выбранный комплект будет оставаться в работе. Если в период бестоковой паузы в ТП возникнет ток, то с выхода *3* триггера *D5.1, D5.2* или выхода *6* триггера *D5.3, D5.4* 0 поступит на входы *1, 4* элемента *D7.1* или *2, 3* элемента *D7.2* (или сразу на все входы). Благодаря этому мгновенно установится 0 на обоих входах *2* и *1* триггера *D8.1, D8.2*. После исчезновения тока схема будет снова производить отсчет времени, поэтому бестоковая пауза будет увеличена как в результате повторного отсчета времени, так и в результате существования тока.

В ячейку № 122А с выхода *8* триггера *D6.1, D6.2* поступает сигнал на переключение напряжения управления ТП для приведения его в соответствие с включенным мостом (клеммы *AB20* на рис. 47).

Ячейка контроля импульсов. Ячейка контроля импульсов № 110 (рис. 51) предназначена для снятия импульсов с управляющих переходов тиристоров путем отключения напряжения питания усилителей +13,5 В при нарушении блокировки одновременного включения обоих комплектов ТП и неисправности источников стабилизированного напряжения ± 15 В.

В рабочем состоянии на вход транзистора *V2* из схемы контроля источников питания – 27 В и –15 В (ячейка № 700) приходит сигнал отрицательной полярности, и транзистор закрывается.

При этом транзистор *V3* ячейки № 110 также закрыт, поэтому напряжение +27 В через резистор *R4* попадает на базу транзистора *V5*, и он находится в открытом состоянии.

Через транзистор *V5* осуществляется питание усилителей импульсов ячейки № 121 напряжением +13,5 В следующим образом. С эмиттера транзистора *V5* напряжение +13,5 В попадает через резисторы *R6* ... *R9* на коллекторы транзисторов усилителей импульсов *V4, V6, V8, V14, V16, V18* комплекта *TM1* (см. рис. 48), а через *R10* ... *R15* – комплекта *TM2*.

При отсутствии импульсов от ячейки № 123А на базы транзисторов усилителей импульсов *V4, V6, V8, V14, V16, V18* приходит сигнал положительного потенциала, и они закрываются. Тогда на вход *4* усилителей *A1* и *A2* через транзистор *V5* и резисторы *R10* ... *R15* (*R6* ... *R9*) подан сигнал, близкий к +13,5 В, который больше суммарного сигнала, приходящего на вход *5* этих усилителей через резисторы *R12* и *R13* (от *V5* – положительной и от *R16* и *R17* – отрицательной полярности), поэтому на выходе усилителей *A1* и *A2* будет сигнал отрицательной полярности (логический 0).

При появлении импульса от ячейки № 123А на базы транзисторов *V4, V6, V8, V14, V17, V18* подана общая точка, и они закрываются. При этом из-за падения напряжения на сопротивлениях *R10* ... *R15* (*R6* ... *R9*) сигнал на входах *4* усилителей *A1* и *A2* становится меньше сигнала на их входах *5*, и на выходе усилителя *A1* или *A2* (в зависимости от того, какой из мостов включен в работу) появляется положительный сигнал, определяемый интервалом времени существования импульса. Эти импульсы от *A1* через диод *V6* прикладываются ко входу *1* элемента И–НЕ *D1.3* (комплект *TM2*) или *4 D2.2* (комплект *TM1*). К другим входам *2* элемента *D1.3* или *5 D2.2* подан инвертируемый сигнал запрета включения мостов *TM1* или *TM2* (провода *40–1* или *40–2* от ячейки № 125). Если вырабатываются импульсы в мосте *TM1*, а разрешена работа *TM2* (или наоборот), то на выходах *D1.3* (или *D2.2*) 0 и происходит перебрасывание триггера *D3.1* и *D3.2* в положение, где на его выходе *8* появится 1, а на *6* будет 0. Это обусловлено тем, что на всех входах *D3.1* – сигнал 1, в том числе и приходящий от инвертора *D2.1*. На входы *1* и *2* элемента *D2.1* подается 0, пока через резистор *R18* от замыкающего контакта кнопки сброса схемы сигнализации

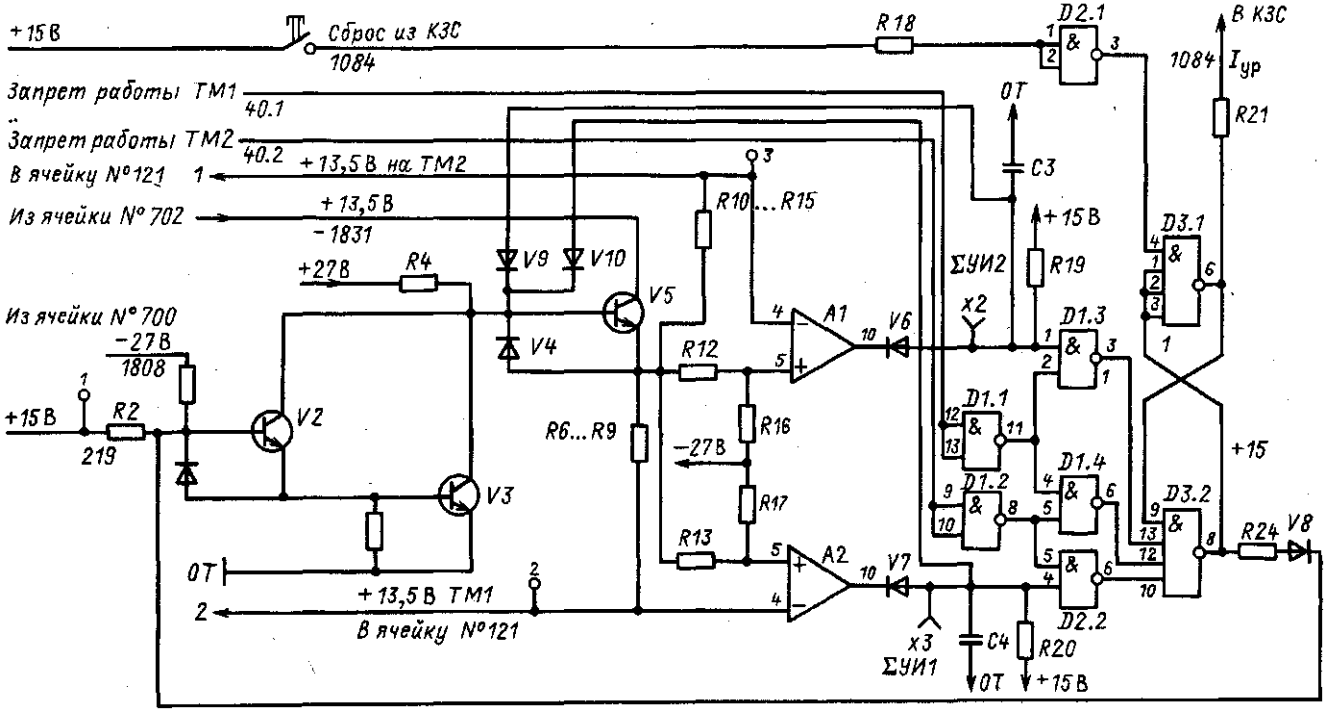


Рис. 51. Принципиальная схема ячейки контроля импульсов № 110

не поступит положительный сигнал. При переключении триггера *D3.1*, *D3.2* в названное положение плюс с выхода *D3.2* будет подан на базы транзисторов *V2* и *V3*, и транзистор *V5* закроется, чем будет снято питание с усилителей импульсов обоих комплектов ТП. С выхода *6* элемента *D3.1* будет подан 0 на включение схемы сигнализации о наличии уравнительного тока. Если причина аварии устранена, то после нажатия кнопки "Сброс" в схеме сигнализации (точка *1084*) на выходе *6 D3.1* устанавливается 1, а на выходе *8* – 0.

При одновременном открывании обоих мостов *TM1* и *TM2* логический 0 присутствует на входах элементов И–НЕ *D1.1* и *D1.2* ячейки № 110, а на выходах *11* и *8* установится логическая 1. Тогда на выходе *6* элемента И–НЕ *D1.4* появится 0, и произойдет переключение триггера *D3.1*, *D3.2* в положение, когда на его выходе *8* будет 1, а на выходе *6* – 0. Далее схема будет работать как было описано для аварийного случая, отмеченного ранее. Если с ячейки № 700 (точка *219*) приходит сигнал положительной полярности, что происходит при недопустимом превышении напряжения источника 15 и 27 В, то открываются транзисторы *V2* и *V8*, закрывается транзистор *V5* и напряжение 13,5 В снимается с усилителей импульсов ячейки № 121А.

Блок датчиков запирания вентилей. Блок *S118* предназначен для формирования логических сигналов, соответствующих запертому состоянию группы вентилей (анодной или катодной) (рис. 52).

Блок имеет следующие технические данные:

Напряжение питания, В . . . . . 15 ± 1
Логический сигнал, В:
1, не менее 12
0, не более 1,5
Максимальное входное напряжение, В 850

В блоке имеется генератор прямоугольных разнополярных импульсов амплитудой 14 В и частотой 50 Гц, напряжение которого через балластный резистор *R14* подается на обмотку *1–2* трансформатора *T1*.

Генератор выполнен на усилителе *A1* и транзисторах *V20*, *V21*. Блок содержит три одинаковых канала, которые контролируют анодную или катодную группу вентилей. Каналы состоят из модуляторов, включенных на обмотки *5–6*, *7–8*, *9–10* трансформатора *T1*.

Модуляторы выполнены на выпрямителях *V1–V3*, *V16–V18* и составных транзисторах *V7–V12*. Входы каждого из выпрямителей *V1–V3* через ограничивающие резисторы *R1–R6* подключены параллельно плечу тиристорного моста к шинам "+" или "–" постоянного тока (точки *2*, *4*, *6*) и к силовым шинам соответствующих фаз *A*, *B* или *C* (точки *1*, *3*, *5*).

В выходную обмотку *3–4* трансформатора *T1* включен выпрямитель *V19* и конденсатор *C5* для сглаживания пульсаций коммутирующего напряжения. Напряжение с выпрямителя *V19* поступает на вход

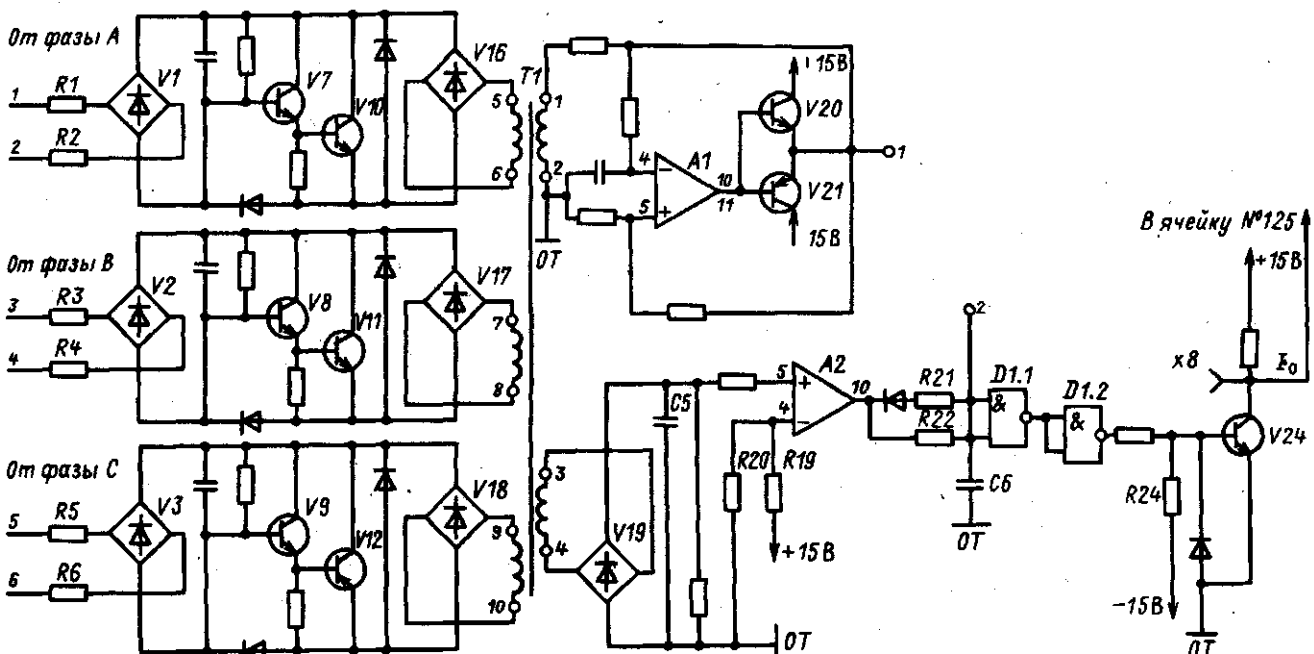


Рис. 52. Принципиальная схема датчика запирания вентилей *S*118

нуль-органа, выполненного на усилителе *A2*. На другой вход усилителя подается опорное напряжение, определяющее порог срабатывания датчика. Сигнал, сформированный на выходе нуль-органа, через элементы задержки (*R22, C6*) поступает на вход микросхемы *D1.1* и далее на *D1.2* и на выходной ключ, выполненный на транзисторе *V24*.

Датчик работает следующим образом. Если тиристор хотя бы одного плеча моста контролируемой группы (анодной или катодной), например, подключенного к контактам *1, 2* блока, открыт, то напряжение на этом плече мало. При этом открыты транзисторы *V7, V10*, и они шунтируют вторичную обмотку *5 – 6* трансформатора *T1*. Напряжение на вторичной обмотке *5 – 6* при открытых транзистор *V7, V10* не превосходит падение напряжения на *V7, V10* и меньше порога срабатывания операционного усилителя *A2*, задаваемого делителем напряжения *R19, R20*. Тогда на выходе усилителя *A2* и микросхемы *D1.2* – логический сигнал "0". При этом транзистор *V24* закрыт и на выходе *D38* логический сигнал 1.

Если тиристор запирается, то возрастающее напряжение на плече моста, например, канала фазы *A* запирает транзисторы *V7, V10* и коммутационное напряжение генератора, при условии, что все остальные тиристоры группы (каналов фаз *B* и *C*) закрыты, трансформируется во вторичную обмотку *3–4* трансформатора *T1*, причем напряжение на этой обмотке пропорционально напряжению на плече моста. Напряжение вторичной обмотки выпрямляется мостом *V19*, и, когда выпрямленное напряжение превосходит пороговое напряжение, задаваемое делителем *R19, R20*, на выходе операционного усилителя *A2* появляется положительный сигнал, который через задержку, определяемую элементами *R22, C6*, приводит к открыванию транзистора *V24*, что соответствует логическому 0 на выходе блока датчика состояния вентилей. Как видно, логический 0 на гнезде *X8* соответствует отсутствию тока.

9.3. Устройство адаптации ТП

Назначение и состав ячейки № 210. Устройство адаптации является составной частью ячейки № 210. Завод-изготовитель КТЭ с ЕВО предусматривает в составе САР тока якоря устройство адаптации. Оно установлено в контуре регулирования тока и выполнено на базе ячейки № 210, которая применяется в качестве адаптивного РТ. Принципиальная схема ячейки показана на рис. 53. Ячейка включает РТ, который без применения устройства релейной адаптации выполнен на операционном усилителе *A3* как пропорционально-интегральный. Для адаптации в ячейке применена электронная модель контура тока, которая выполнена на операционном усилителе *A1* как апериодическое звено. Усилитель *A1* вместе с инвертором *A2* и РТ (*A3*) включены на вход сумматора *A4*, выполненного как апериодическое звено. Кроме элек-

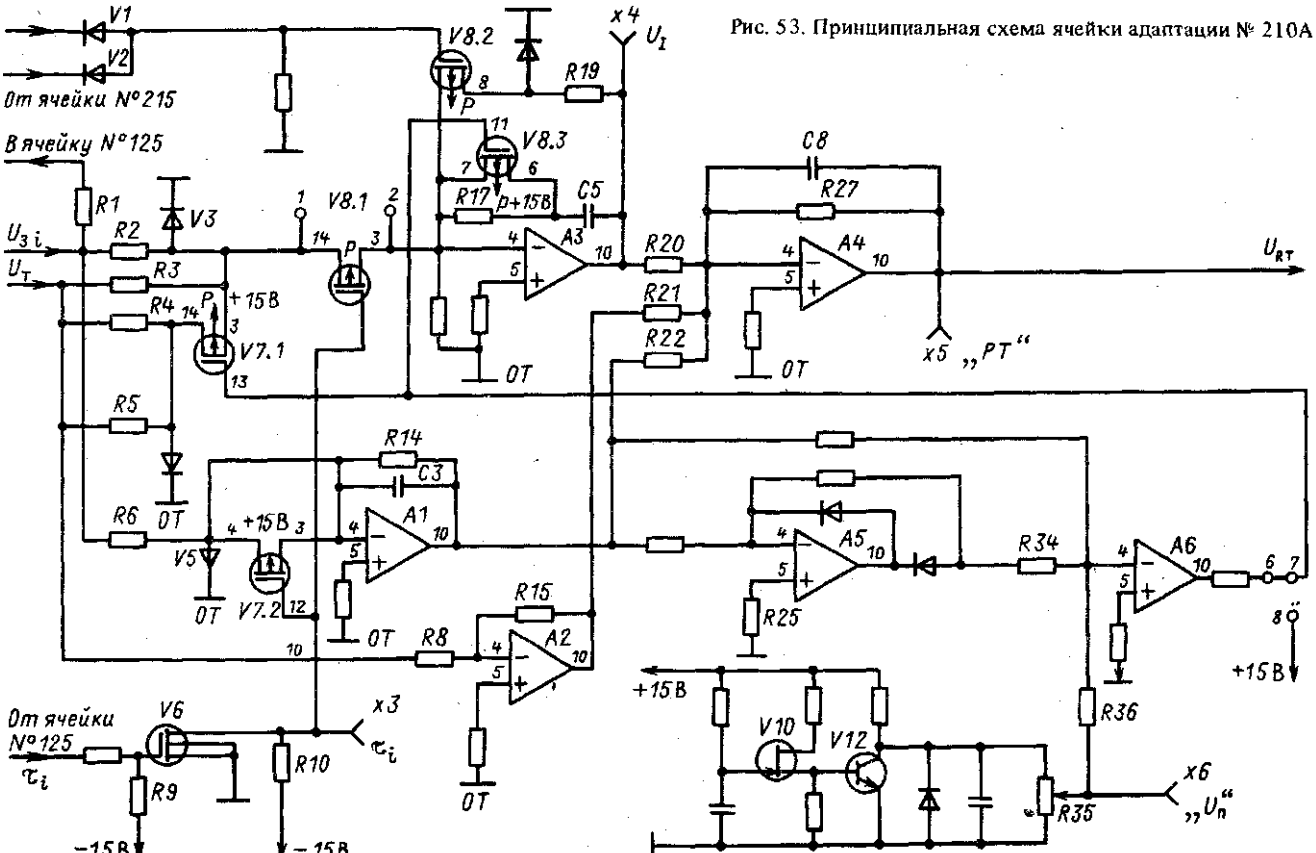


Рис. 53. Принципиальная схема ячейки адаптации № 210А

тронной модели в ячейке имеется узел релейной адаптации; он состоит из элемента выделения модуля, выполненного на операционном усилителе *A5*, порогового устройства, выполненного на операционном усилителе *A6*, и генератора пилообразного напряжения, схема которого собирается на транзисторах *V10* и *V12*. Преобразование структуры осуществляется посредством электронных ключей *V7.1*, *V8.3*. В схеме также предусмотрены электронные ключи *V8.1*, *V7.2*, которые производят отключение РТ (*A3*) и электронной модели *A1* на момент бестоковой паузы τ_i при переключении комплектов ТП. Сигнал τ_i подается от ячейки № 125 через электронный ключ *V6*. Электронный ключ *V8. 2* предназначен для шунтирования обратной связи РТ (*A3*) при стоящем двигателе. Сигнал на шунтирование приходит от ячейки № 215 через диоды *V1* и *V2*.

Ячейка работает следующим образом. В ячейке применены два варианта принципа адаптации. В основе первого варианта работы адаптивного РТ лежит организация беспоисковой самонастраивающейся системы, выполненной как электронная модель токового контура на операционном усилителе *A1*.

Второй вариант адаптации осуществляется согласно описанному в п.8.1 способу перестройки структуры РТ при переходе из зоны прерывистого тока в зону непрерывного. Наладка схемы для каждого случая производится независимо друг от друга. Особенность ее работы изложена в п. 8.1. Как уже отмечалось, предпочтительным является одновременное применение обоих принципов адаптации, так как это облегчает задачу оптимизации контура тока [36].

10. Методика наладки ТП

10.1. Этапы наладочных работ

От правильной настройки системы управления зависят качество и надежность работы силовой схемы ТП и его энергетические характеристики, быстродействие и точность регулирования электропривода.

Последовательность действий при выполнении наладки системы управления указана в заводской инструкции по эксплуатации, причем настройку некоторых элементов рекомендуется производить в несколько этапов: предварительно (до включения напряжения силовых цепей КТЭ), уточненно (при подключении силового напряжения и нагрузки КТЭ) и окончательно (при настройке САР).

Настоящие рекомендации по наладке частично соответствуют заводской инструкции. В них более подробно рассмотрены отдельные наиболее важные вопросы, несколько изменен рекомендуемый порядок проверки и настройки элементов системы управления и для настройки некоторых регулируемых параметров рекомендуется несколько отличная методика.

До проведения наладочных работ системы управления осуществляется проверка шкафа управления. Она включает (без подачи напряжения): проверку соответствия паспортных данных и монтажа проекту; наличие заземления и контактных соединений; измерение сопротивления изоляции при подаче напряжения и напряжения собственных нужд, а также фазировку между этим напряжением и напряжением питания.

При этом силовое напряжение питания должно быть отключено от тиристоров. Поскольку при наладке системы управления приходится измерять и регулировать с высокой точностью фазовые углы импульсных и синусоидальных напряжений, что вызывает определенные трудности при использовании только электронных осциллографов, целесообразно использовать также специальные приборы для измерения фазовых углов, например цифровое устройство для измерения углов регулирования типа РС-Ц.

Ниже приводится программа работ по наладке систем управления. Программа подразделяется на две части: без подачи напряжения на тиристоры и после подключения тиристоров к напряжению питания.

Хотя в целом основные узлы серии КТЭ с ЕВО модификаций ТП для всех структур идентичны, вместе с тем имеются некоторые различия между ними. Здесь рассматривается методика наладки применительно к преобразователю типа КТЭ 50/440-531-1 Вт УХЛЧ. Ниже приводятся программы наладочных работ.

Проверка схемы без подачи напряжения питания на тиристоры.

1. Наладка СИФУ:

1.1. Проверка источников питания.

1.2. Фазировка.

1.3. Проверка системы фазового управления на функционирование.

Она включает следующие операции:

а) настройку фильтров ячейки № 102;

б) проверку ячейки согласования № 122А. Она, в свою очередь, включает:

проверку усилителей напряжения синхронизации и узел напряжения управления;

в) настройку каналов фазового управления. Она, в свою очередь, включает:

настройку пилообразного напряжения,

проверку на прохождение импульсов,

проверку асимметрии импульсов,

установку углов α_{min}, α_{max} и α_0,

проверку блокировок и смещение импульсов в инвертор;

г) проверку наличия импульсов и питания на ячейке № 121;

д) проверку наличия импульсов и правильности их чередования на управляющих электродах тиристорного моста.

2. Наладка ЛПУ:

2.1. Измерение порогового напряжения реле направления.

2.2. Проверка работы схемы сканирования ЛПУ.

2.3. Проверка работы схемы в позиционном режиме.

2.4. Проверка работы ЛПУ от блокировок по току.

3. Проверка ячейки контроля импульсов.

4. Проверка датчиков ДЗВА и ДЗВК.

5. Проверка датчиков тока *S*402.

Проверка схемы при подаче напряжения питания на тиристоры.

1. Испытание ТП с включенной нагрузкой при нереверсивной схеме:

1.1. Проверка при отключенной обратной связи по току.

1.2 Включение обратной связи по току и оптимизация контура, которая подразделяется на операции:

а) включение обратной связи по току;

б) оптимизация контура тока. Она, в свою очередь, включает:

оптимизацию без устройств адаптации,

наладку устройств адаптации с самонастраивающейся моделью и с регулятором, изменяющим структуру.

2. Испытание ТП при включении нагрузки в реверсивной схеме.

10.2. Наладка ТП без подачи напряжения питания

Наладка СИФУ. Источники питания ячеек № 700 и 702 устанавливаются и настраиваются раздельно: вначале ячейка № 700, а затем № 702. Если при первоначальном включении ячеек питания стабилизаторы напряжения ячеек № 700 и 702 настроены неверно и напряжения "+15 В" и "–15 В" превышают допустимый уровень, имеется опасность выхода из строя элементов схемы ячейки № 700. Поэтому первой включать и настраивать следует ячейку № 700. Для этого ячейку № 702 следует вынуть из кассеты. Включение напряжения питания при установленной ячейке № 702 осуществляется кнопкой, расположенной на панели ячейки № 700.

Для того чтобы можно было включить питание при отсутствии ячейки 702, необходимо установить временную перемычку от общей точки *"ОТ"* к точке *217* (гнезда *"0V"* и *"K2"* на панеле устройства электрического *A1*) и включить автоматический выключатель собственных нужд *Q2* шкафа управления.

Напряжения на гнездах "+15 В" и "–15 В" ячейки № 700 в соответствии с заводской инструкцией должны находиться в пределах 14,1–14,2 В. При отклонении их более чем на 0,1 В необходимо выставить эти значения при помощи соответствующих потенциометров ячейки № 700 +15 В и –15 В. Затем следует выключить автоматический выключатель собственных нужд, вынуть ячейку № 700, вставить ячейку № 702, включить автоматический выключатель собственных нужд и сверить напряжения на ее гнездах "+15 В" и "–15 В" и при необходимости

выставить потенциометрами +15 В, –15 В в ячейке № 702 напряжение, равное 12,6 ± 0,1 В.

После этого следует выключить автоматический выключатель собственных нужд, снять временную перемычку от общей точки *ОТ* к точке *217* (клемма *К2*), установить ячейки № 700 и № 704 в кассету К121А, включить автоматический выключатель собственных нужд и кнопкой *S1* на панеле ячейки № 700 включить напряжение питания усилителей.

Проверить напряжение в гнезде "+5 В" ячейки № 704 и при необходимости (при отклонении более чем на +0,1 В) установить его потенциометром ячейки № 704.

После окончания проверки источников питания выключить автоматический выключатель собственных нужд, установить все ячейки системы управления, включить автоматический выключатель собственных нужд и, нажав кнопку *S1* на панели ячейки № 700, приступить к проверке их функционирования. В дальнейшем после каждого отключения автоматического выключателя ТП и последующего его включения необходимо нажимать кнопки *S1* ячейки № 700.

Фазирование систем управления заключается в согласовании диапазонов регулирования фазы импульсов управления разных каналов фазосмещающего устройства с фазами анодных напряжений тиристоров выпрямительного моста. При правильной фазировке начало формирования переднего фронта пилообразного опорного напряжения каждого канала фазосмещающего устройства должно совпадать с моментом, соответствующим включению каждого вентиля с углом управления $\alpha = 0°$. Для этого необходимо, чтобы вторичные напряжения трансформатора синхронизации, поступающие на входы ячейки фильтров № 102, контрольные гнезда "*X7*" ($\measuredangle A$, фаза *A* на рис. 44, *а*), "*X6*" ("$\measuredangle B$"), "*X5*" ($\measuredangle$ "*C*") (фазы *B* и *C*) совпадали по фазе с линейными анодными напряжениями U_{AC}, U_{BA}, U_{CB}.

Поскольку силовой трансформатор и трансформатор собственных нужд могут иметь разные группы соединений обмоток, для фазировки систем управления необходимо соответствующим образом собрать схему первичных обмоток трансформатора синхронизации *T* (для данного случая см. рис. 44, *а*).

Для проверки правильности фазировки необходимо установить ячейку фильтров № 102 (все остальные ячейки, кроме ячеек питания, не установлены) и измерить напряжения на входах фильтров (гнезда "~*A*", "~*B*", "~*C*") относительно общей точки системы управления *ОТ* (общая точка вторичных обмоток трансформатора синхронизации). Амплитуда последних должна быть равна примерно 8 В (действующее значение примерно 5,7 В). Регулировка напряжения осуществляется потенциометрами *R1* (см. рис. 44, *а*), *R2*, *R3* ячеек соответствующих фильтров. Проверить правильность чередования фаз в гнездах "~*A*", "~*B*", "~*C*". Затем обеспечить возможность включения напряжения питания фаз *A*, *B*, *C*, обратив особое внимание на исправ-

ность узла защиты от перенапряжения. Проверить правильность чередования фаз напряжения и убедиться в совпадении фаз напряжения синхронизации "$\sim A$" (относительно точки "OT") и напряжения фазы A относительно фазы C. Векторная диаграмма напряжений соответствует рис. 44, *в*.

Настройку фильтра ячейки № 102 целесообразно проводить прибором РС-Ц (цифровое устройство измерения углов регулирования). На первый вход прибора следует подавать входное напряжение фильтра ("$\sim A$", "$\sim B$", "$\sim C$"), а на второй – напряжение с выхода соответствующего усилителя ("$\nearrow A$", "$\nearrow B$", "$\nearrow C$"). Фазовый сдвиг между сигналами на входах прибора РС-Ц при правильной настройке должен быть равен 180°.

При сильном искажении напряжения сети можно рекомендовать при измерении включать между соответствующим гнездом входного сигнала "$\sim A$", "$\sim B$", "$\sim C$" и общей точкой системы управления OT конденсатор емкостью около 10 мкФ.

При несоответствии фазового сдвига между измеряемыми точками отмеченному ранее значению 180° необходимо произвести регулировку резисторами *R13* (см. рис. 44, *а*), *R14, R15* для соответствующих фаз: *A, B, C*. При правильной настройке $\nearrow A$, $\nearrow B$, $\nearrow C$ совпадают по фазе с U_{CA}, U_{AB}, U_{BC}. После настройки фазовой характеристики фильтров необходимо произвести окончательную регулировку амплитуды выходных напряжений фильтров, сделав их равными при помощи потенциометров *R1, R2, R3*. При этом амплитуда напряжения равна 8 В, а действующее значение – 5,7 В. Помимо применения прибора РС-Ц возможно применение и других методов измерения фазовых углов, уже известных из наладочной практики. В силу отмеченного обстоятельства приведение их в данном тексте нецелесообразно.

Как сказано ранее, ячейка согласования № 122А включает усилители напряжений синхронизации и узел напряжения управления. Настройка усилителей синхронизации производится в следующей последовательности.

На гнездах "A_y", "B_y", "C_y" для соответствующей фазы проверяется амплитудное значение и фаза трапецеидального напряжения прибором РС-Ц. Амплитудное значение трапецеидального напряжения должно быть 14 В.

Начало трапецеидального напряжения должно совпадать с началом напряжения питания (фазы $\nearrow A_y$, $\nearrow B_y$, $\nearrow C_y$ с фазами *AC, BA, CB*) (рис. 44, *в*, 45). Напряжения ($\nearrow A_y$, $\nearrow B_y$ и $\nearrow C_y$) смещены относительно друг друга на 120°.

Проверка узла напряжения управления осуществляется следующим образом. Вначале производится проверка схемы на функционирование. Для проверки необходимо соединить гнездо "U_R" ячейки № 122А с гнездом *ручное управление блока* "устройство электрическое" и

исключить поступление в ячейку № 122А сигнала "Смещение УИ" из системы защиты и сигнализации (рис. 47). Для этого необходимо обеспечить в точке *1024* (клемма *AB30* ячейки № 122) наличие сигнала, соответствующего логической 1, т.е. $-12 \div -16$ В. На клемму *AB20* ячейки № 122 одновременно должен быть подан сигнал +8 или –8 В. Его полярность зависит от того, для какого комплекта ТП производится проверка. При использовании стенда, позволяющего отключить цепи и имеющего клеммы для задания сигналов в различные точки схемы, названные условия выполняются достаточно просто и ячейки № 315 в КЗС и № 125 в К121А не устанавливаются.

В дальнейшем будем рассматривать методику наладки при отсутствии стенда, хотя нужно иметь в виду, что его применение значительно упрощает задачу. При отсутствии стенда вынута ячейка № 315 и для получения 1 в точке *1024* сигнал +15 В подается на клемму *AB27* разъема ячейки *315* КЗС.

Ячейка № 125 должна быть установлена в кассету и на гнездо "$U_{зi}$" подан сигнал +8 В при проверке комплекта *ТМ1* (или –8 В при проверке комплекта *ТМ2*). Проверка осуществляется в следующей последовательности. Пусть на "$U_{зi}$" подан сигнал +8 В. При нулевом входном сигнале (гнездо "U_R") напряжение на выходе ячейки (гнездо "U_y") должно составлять примерно –4,3 В. Регулировка этого значения осуществляется потенциометром *R20* (гнездо "U_0").

При задании потенциометрами *Ручное управление* в гнездо "U_R" ячейки № 122А напряжения +8 В напряжение на выходе ячейки (гнездо "U_y") должно составлять примерно –0,64 В. В случае, если отклонение от этого значения составляет более 0,5 В, необходимо произвести регулировку потенциометром *R36* (α_{min}). При входном сигнале –8 В напряжение "U_y" должно быть примерно равно –5,9 В. Регулировка этого значения осуществляется потенциометром *R37* (α_{max}).

При поступлении на вход "*Смещение УИ*" ячейки № 122 (цепь *1024*) сигнала, соответствующего логическому 0, напряжение на выходе ячейки (гнездо "U_y") должно принимать значение, соответствующее α_{max} –5,9 В, и не изменяться при изменении входного напряжения (гнездо "U_R") от –8 В до +8 В.

При проверке схемы работы комплекта *ТМ2* на гнездо "$U_{зi}$" подается сигнал –8 В и тогда при сигнале 0 на гнезде "U_R" на гнезде "U_y" имеем –4,3 В.

При сигнале на гнезде "U_R" +8 В на гнезде "U_y" –5,9 В, а если на гнезде "U_R" –8 В, на гнезде "U_y" –0,64 В. Далее проверяется работа схемы от сигнала "*Смещение УИ*" так, как это было описано для моста *ТМ1*.

Для настройки каналов фазового управления устанавливают предварительно проверенные ячейки фильтров № 102, согласования № 122А и ячейка фазового управления № 123А (рис. 46). Для настройки пилообразного напряжения вначале регулируется его амплитуда. При этом

вход осциллографа поочередно подключается к гнездам: *x7* ("Λ 1") фазы *A*, *x5* ("Λ 3") и *x6* ("Λ 5") (фаз *B*, *C*) ячейки № 123А. Амплитуда должна быть 8 В. В случае необходимости следует произвести ее регулировку резисторами *R9* ("Λ 1"), *R10* ("Λ 3"), *R11* ("Λ 5") Далее производится настройка идентичности пилообразного напряжения всех фаз. Настройка каналов фазосмещающего устройства заключается в регулировке крутизны наклона пилообразных опорных напряжений для получения оптимального значения крутизны и идентичности ее во всех трех каналах управления.

Начала переднего фронта пилообразных напряжений совпадают с моментами перехода через нулевое значение синхронизирующих напряжений "$\nearrow A_y$", "$\nearrow B_y$" и "$\nearrow C_y$" (см. рис. 45) выходов ячейки согласования № 122А (гнездо *x6* фазы *A* на рис. 44, *а*, гнезда *x5*, *x4* для фаз *B* и *C*), поступающих на вход микросборок (для фазы *A* через резистор *R1* на рис. 46). Регулировка крутизны наклона пилообразных напряжений осуществляется изменением при помощи потенциометров *R9* ("Λ1"), *R10* ("Λ3"), *R11* ("Λ5") постоянного напряжения, подаваемого на входы интеграторов (для фазы *A* потенциометр *R9* показан на рис. 46). Настройку идентичности пил желательно осуществить при сигнале на гнезде "U_R" ячейки № 122А –8 В и на гнезде "$U_{зi}$" +8 В (или, наоборот, на "U_R" +8 В, а на "$U_{зi}$" –8 В).

При проверке схемы на прохождение импульсов, кроме ранее названных ячеек, устанавливается предварительно проверенная ячейка № 125.

Перед проверкой в точки *59.1*, *59.2* ячейки № 125 и *1024* ячейки № 122А от независимого источника подают сигнал логической 1. В точку *1024* так, как описано ранее, а в точки *59.1* и *59.2* (при снятии ячейки № 315) на клеммы *AB30* и *AB31* разъема ячейки № 315 в КЗС. Для проверки параметров импульсов управления при работе моста *TM1* соединяют гнезда *x8*' "ДЗВ" анодной и катодной групп с общей точкой системы (*x9* на ДЗВ), имитируя закрытое состояние всех силовых вентилей, а гнездо "$U_{зi}$" ячейки раздельного управления соединяют с гнездом "*+15 В*" ячейки № 125 в состояние, соответствующее работе моста *TM1*. При проверке состояния выходов ячейки № 123А наблюдаются сигналы на гнездах "*УИ1*", "*УИ'1*", "*ΣУИ*".

Для проверки правильности чередования импульсов на выходе ячейки каналов фазового управления № 123А следует поочередно подключать вход осциллографа к гнездам "*УИ1*" и "*ΣУИ*" ячейки № 123А (относительно точки *ОТ*). На экране осциллографа должны наблюдаться импульсы, параметры которых соответствуют параметрам импульсов, приведенным на рис. 54, *а*. Временной интервал между соседними импульсами может изменяться в более широких пределах 3,3 ± 1 мс по сравнению с указанным на рис. 54, *б* 3,3 ± 0,15 мс. При подключении осциллографа к гнезду "*ΣУИ*" следует проверить диапазон изменения фазы управляющих импульсов при изменении входного напря-

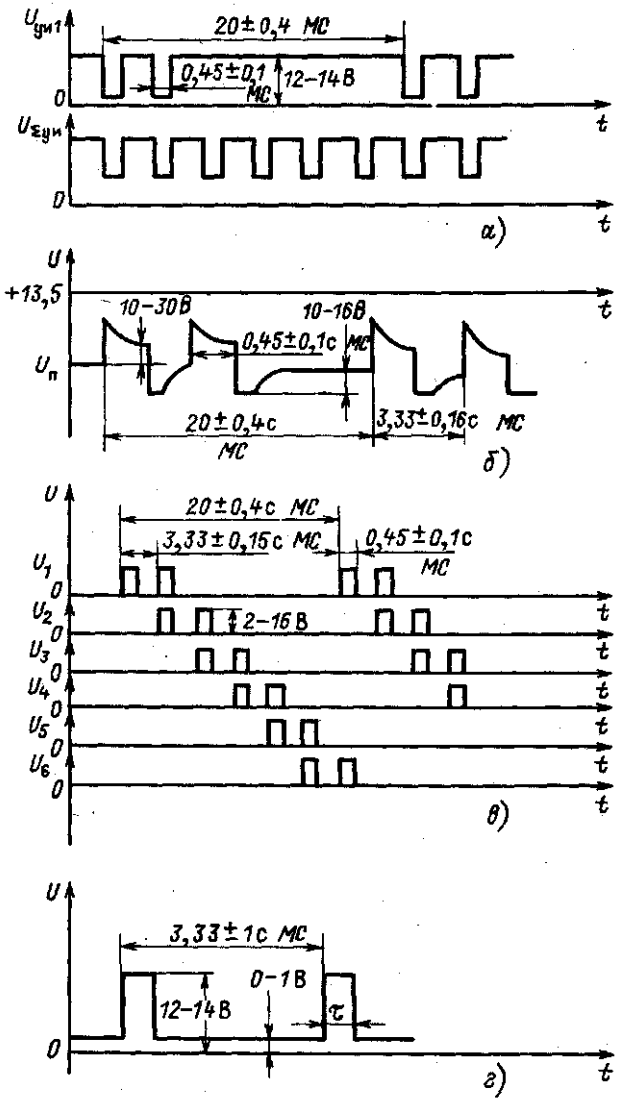


Рис. 54. Осциллограммы импульсов:

а – на выходе ячейки № 123А для *ТМ1*; *б* – на выходе усилителей импульсов ячейки № 121А; *в* – на управляющих электродах *ТМ1*; *г* – на выходе ДЗВ в режиме прерывистого тока

жения ячейки согласования №122 от +8 до –8 В. Диапазон изменения фазы управляющих импульсов должен составлять примерно 130°.

При работе моста *ТМ1* должны отсутствовать импульсы на гнезде "*УИ'1*" ячейки каналов фазового управления.

Для проверки параметров импульсов управления при работе моста *ТМ2* необходимо соединить гнездо "U_{3i}" ячейки раздельного управления № 125 с гнездом "–15 В" ячейки питания № 702, обеспечив этим включение реле направления и выходов ячейки № 125 в состояние, соответствующее работе *ТМ2*, и выполнить операции, аналогичные вышеописанным при проверке *ТМ1*. Импульсы присутствуют на гнезде "*УИ'1*", на гнезде "*УИ1*" импульсов нет.

Проверку и настройку симметрии импульсов управления следует производить при максимальном значении угла управления α_{max}, когда неидентичность крутизны пилообразных напряжений фаз вызывает наибольшую фазовую несимметрию импульсов и, следовательно, чувствительность контроля и регулировки симметрии будет наибольшей, поэтому на вход ячейки согласования № 122А в гнездо "U_R" следует подать напряжение *Ручное управление* (от гнезда *x3* или *x4* устройства электрического) около –8 В, а на гнездо "U_{3i}" ячейки № 125 +8 В (или, наоборот, на "U_R" +8 В, а на "U_{3i}" –8 В.

При этом необходимо убедиться, что напряжение управления на выходе ячейки № 122А (гнездо "U_y") не ниже –5,9 В, в противном случае регулировкой потенциометра *R37* α_{max} (см. рис. 47) установить это значение. При идеальной симметрии фазовые сдвиги между соседними импульсами должны быть одинаковы и равны 60°. При отклонении от этого значения фазового сдвига (согласно заводской инструкции) допустимой является несимметрия ±3°. Однако для мощных и ответственных электроприводов желательно уменьшить собственную несимметрию системы управления до значения ± 1°.

При проверке симметрии импульсов прибором РС-Ц в кассету К121А устанавливается ячейка 121А.

На первый вход устройства РС-Ц подается напряжение с первичной обмотки фазы *А* трансформатора синхронизации (гнездо ~*А* ячейки № 102 и *ОТ*), а на второй вход – напряжение импульса управления на выходе первого канала ячейки усилителей № 121А (гнездо "*x7*" и точка –*27* (U_2), и производится измерение угла управления α. Затем провода на первом входе устройства меняют местами, изменяя фазу напряжения на 180°, а второй вход РС-Ц подключают ко входу ячейки № 121А четвертого канала *x4* и производят измерение угла α. Среднее арифметическое значение углов управления первого и четвертого каналов системы управления принимается за эталонное. Аналогичным образом производится последовательное измерение углов управления в остальных четырех каналах (выходы ячейки № 121А третьего и шестого каналов относительно напряжения первичной обмотки фазы "*В*" трансформатора синхронизации и выходы ячейки

№ 121А пятого и второго каналов относительно напряжения фазы "*C*"). Регулировкой потенциометрами *R10* ("Λ3") и *R11* ("Λ5") в ячейке № 123А обеспечивается равенство средних значений углов управления третьего–шестого и пятого–второго каналов эталонному значению. При такой настройке обеспечивается минимальная собственная несимметрия системы управления с учетом погрешности всех ее элементов, включая фильтры и трансформатор синхронизации. Если напряжение сети искажено, то измерения углов управления целесообразно производить относительно напряжения синхронизации, т.е. подавать на первый вход устройства РС-Ц выходные напряжения ячейки согласования № 122А (гнезда "$\sim A$", "$\sim B$", "$\sim C$"), не компенсируя фазовые погрешности трансформатора синхронизации и фильтров.

Поменяв на гнезде "U_R" ячейки № 122А напряжение с –8 на +8 В, а на гнезде "U_{3i}" ячейки № 125 +8 В на –8 В, проверяют симметрию импульсов для второго комплекта ТП аналогично описанному.

Установку углов α_{min}, α_{max} и α_0 производят следующим образом. Заводской инструкцией по эксплуатации КТЭ рекомендуется устанавливать углы ограничения: $\alpha_{min} = 20°$, а $\alpha_{max} = 150°$. Значения углов α_{max} и α_{min} для фазы *A* оценивают по фазовому положению импульса относительно начала напряжения синхронизации *A35* (или *A12*), наблюдаемому на экране осциллографа, и настраивают при необходимости потенциометрами *R36, R37* ячейки № 122А (см. рис. 47). Для измерения угла можно использовать прибор РС-Ц. При настройке углов этим способом для первого комплекта ТП следует подсоединить к первому входу устройства гнездо "~*A*" ячейки № 102 и общую точку *ОТ* (см. рис. 44, *а*), а ко второму входу – гнездо "*УИ1*" ячейки 123А и *ОТ* (см. рис. 46).

Сохраняются все условия производства работ, названные ранее для проверки прохождения импульсов моста *ТМ1*. На гнезде "U_R" ячейки № 122А устанавливают нулевой уровень напряжения и измеряют α_0. Он должен иметь значение 110°. При расхождении этого значения с фактическим производят регулировку потенциометром *R20* ячейки № 122А (см. рис. 47).

На гнездах "U_R" ячейки № 122А и "U_{3i}" ячейки № 125 устанавливают напряжение +8 В и измеряют α_{min}. Он должен быть равен 20°. При необходимости производят регулировку резистором *R36* ячейки № 122А (см. рис. 47). Подавая на гнездо "U_R" напряжение –8 В, измеряют α_{max} (на гнезде "U_{3i}" ячейки № 125 напряжение +8 В). Он должен составить 150°. При необходимости производят регулировку потенциометром *R37* ячейки № 122А (см. рис. 47). Изменяя на гнезде "U_R" ячейки № 122А напряжение от +8 В до –8 В и обратно, следят за перемещением импульсов на экране. Оно должно быть плавным, диапазон изменения должен составить не менее 130°.

Установить на гнезде "U_{3i}" ячейки № 125 напряжение –8 В и повторить все измерения для второго моста. Они не должны отличаться от

предыдущих. Измерения производят на гнезде "*УИ1*" ячейки № 123А. Для углов α_{min} и α_{max} напряжение на гнезде "U_R" ячейки № 125 имеет противоположную полярность.

Для проверки блокировок и смещения импульсов в инверторе подключить напряжение +8 В к гнезду "$U_{зi}$" ячейки № 125 и к гнезду "U_R" ячейки № 122А. Подключить прибор РС-Ц или потенциальный конец осциллографа к гнезду "*УИ1*" ячейки № 123А (см. рис. 46). Импульс управления тиристорами моста *ТМ1* на шкале РС-Ц (экране осциллографа) – в положении α_{min}. От точки *1024* разъема *АВ27* № 315 КЗС отключить +15 В и подключить общую точку *ОТ*. При этом импульс на шкале РС-Ц (экране осциллографа) из положения α_{min} переместится в положение α_{max}. Отключить от точки *1024* общую точку *ОТ* и включить "+15 В" – импульс переместится в положение α_{min}. Установить напряжение +8 В на гнезде "$U_{зi}$" и –8 В на гнезде "U_R", прибор РС-Ц (или потенциальный конец осциллографа) – на гнезде "*УИ1*" ячейки № 123. Импульс переместится в положение α_{max}. Установить –8 В на гнезде "$U_{зi}$" ячейки № 125 и –8 В – на гнезде "U_R" ячейки № 122А. Потенциальный конец осциллографа подключить к гнезду "*УИ'1*" ячейки № 123А. Импульс *ТМ2* на экране осциллографа – в положении α_{min}. Повторить операции, ранее выполненные для *ТМ1*.

Посредством описанных ранее операций обеспечить наличие импульсов на гнездах "Σ*УИ*" и "*УИ1*" ячейки № 123А при работе моста *ТМ1*. К точке *59.1* (гнездо "*ТМ1*") подключить *ОТ*. На всех гнездах ("*УИ1*", "*УИ'1*", "Σ*УИ*") ячейки № 123А импульсы отсутствуют. Отключить от точки *59.1* общую точку. Импульсы – на клеммах "Σ*УИ*" и "*УИ1*", на "*УИ1'*" импульсы отсутствуют.

Выполнить описанные ранее операции для включения моста *ТМ2*. На гнездах "Σ*УИ*" и "*УИ'1*" ячейки № 123А присутствуют импульсы. К точке *59.2* (гнездо "*ТМ2*") подключить *ОТ*. Импульсы отсутствуют на всех гнездах (*УИ1*", "*УИ'1*", "Σ*УИ*") ячейки № 123А. При отключении общей точки гнезда "*ОТ*" от точки *59.2* импульсы имеют место на гнездах "Σ*УИ*" и "*УИ'1*". На "*УИ1*" импульсы отсутствуют.

Для проверки наличия импульсов и питания ячейки № 121 подключают потенциальный вход осциллографа поочередно к гнездам *1–6* ячейки усилителей № 121 моста *ТМ1*, а корпусный – к общей точке источников питания (№ 702). Проверяют наличие импульсов и соответствие их необходимым параметрам. Импульсы и их параметры приведены на осциллограмме рис. 54, *б*.

Параметры импульсов соответствуют условиям, когда вторичные обмотки импульсных трансформаторов подключены к переходам управляющий электрод–катод тиристоров.

Следует отметить, что форма импульса в значительной степени зависит от тиристора, его перехода управляющий электрод–катод.

Для проверки наличия импульсов и правильности их чередования на управляющих электродах тиристоров моста подключается корпусный вход осциллографа к катоду, а потенциальный – поочередно к управляющим электродам трех тиристоров катодной группы. Затем корпусный вход осциллографа подключается поочередно к напряжению питания моста (фазы *A, B, C*), а потенциальный – к управляющим электродам тиристоров анодной группы, подключенных к соответствующим фазам. Предварительно выполняются условия на прохождение импульсов для *ТМ1*, а потом – для *ТМ2* и выполняются соответствующие измерения, чередование импульсов показано на рис. 54, *в*, а параметры импульсов приведены на рис. 54, *г*. Форма импульсов зависит от перехода управляющий электрод–катод.

Наладка ЛПУ. Для измерения порогового напряжения реле напряжения осциллограф или измерительный прибор подключается к контрольному гнезду "U_{3i}" ячейки № 125. Другой прибор подключается к гнезду "*ТМ1*" или "*ТМ2*" ячейки № 125.

Выходы ДЗВ (гнездо *x8*) соединяются с общей точкой. На точки *59.1, 59.2* и *1024* подан сигнал 1 (+15 В). Как это было сказано ранее, вынута ячейка № 210. На вход гнезда "U_{3i}" ячейки № 125 подано напряжение от источника постоянного тока положительной или отрицательной полярности. При увеличении этого напряжения выше напряжения срабатывания порогового реле *А1* (или *А2*) происходит изменение сигнала на гнезде "*ТМ1*" (или "*ТМ2*") ячейки № 125 с 0 на 1, и наоборот (см. рис. 49).

Пороговое реле должно срабатывать при напряжении 300–500 мВ. При необходимости производят регулировку напряжения срабатывания потенциометром *R4* ячейки № 125 (см. рис. 49). Для проверки работы схемы сканирования ЛПУ сохраняют все выполненные ранее подключения. На гнезде "U_{3i}" ячейки № 125 установлено напряжение меньше напряжения срабатывания реле направлений *А1* (или *А2*). При выполнении названных условий должны возникнуть автоколебания попеременного включения мостов *ТМ1* и *ТМ2*. Они характерны состоянием 0 в точке *38.1* и гнезде "*ТМ1*" ячейки № 125 при включении моста *ТМ1* и в точке *38.2* и гнезде "*ТМ2*" при включении моста *ТМ2*. При этом попеременно светятся светоизлучающие диоды *ТМ1* и *ТМ2*. Подключая один вывод осциллографа (потенциальный) к гнезду "*ТМ1*" или "*ТМ2*", а другой к общей точке "*ОТ*", измеряют бестоковую паузу τ_i. Она должна составить 0,7 мс. В точках *38.1* и *38.2* в зоне включения соответствующего моста будут наблюдаться импульсы. Для проверки работы схемы в позиционном режиме при названных ранее условиях на гнездо "U_{3i}" ячейки № 125 подается напряжение +8 В (или –8 В), схема перестанет сканировать, и постоянно будет включен *ТМ1* (или *ТМ2*).

При проверке работы ЛПУ от блокировки по току сохраняются условия работы схемы, названные выше, обеспечивающие сканирова-

ние схемы. При отключении общей точки *ОТ* гнезда "*x9*" от гнезда *x8* ДЗВ катодной группы произойдет прекращение сканирования и на обеих гнездах *ТМ1* и *ТМ2* ячейки № 125 будет 1. Светоизлучающие диоды не горят. После подключения *ОТ* гнезда (*x9*) к гнезду *x8* ДЗВ катодной группы снова начнется сканирование. Аналогично проверяется работа второго датчика.

Произвести включение моста *ТМ1* в позиционном режиме на гнезде "$U_{зi}$" (+8 В). При отключении "*ОТ*" от гнезда *x8* ДЗВ катодной и анодной групп и последующем подключении их к гнездам *x8* ДЗВ1 катодной и анодной групп режим работы не изменится.

При включении *ТМ1* (на $U_{зi}$ +8 В) отключить "*ОТ*" от гнезда *x8* катодной группой ДЗВ (или *x8* ДЗВ анодной группы) и далее произвести переключение сигнала на гнезде $U_{зi}$ с +8 В на –8 В. Произойдет отключение *ТМ1*, а *ТМ2* не включится. После соединения "*ОТ*" и *x8* ДЗВ катодной (или анодной) группы произойдет включение *ТМ2* (на гнезде "*ТМ2*" – 0).

Отключить общую точку гнезда *x9* от гнезда *x8* ДЗВ катодной группы, *ТМ2* остается включенным. С гнезда "$U_{зi}$" снять – 8 В и установить +8 В. Комплект *ТМ2* останется включенным (на гнезде *ТМ2* – 0). При отсоединении *ОТ* от гнезда *x8* ДЗВ1 катодной группы (или гнезда *x8* ДЗВ анодной группы) произойдет отключение *ТМ2* (на гнезде "*ТМ2*" – 1). При этом на "*ТМ1*" сохранится 1.

При соединении гнезда *x8* ДЗВК катодной группы (или гнезда *x8* ДЗВ анодной группы) с общей точкой "*ОТ*" произойдет включение "*ТМ1*" (на гнезде "*ТМ1*" – 0). Повторить все операции для изменения сигнала в обратной последовательности (изменим задания с +8 В на –8 В) для проверки действия блокировки по току при переключении работы мостов с *ТМ1* на *ТМ2*.

Проверка ячейки контроля импульсов. Собрать систему управления ТП. Проверить наличие напряжений +13,5 В (точка *1831*) и –27 В (точка *1808*). К гнезду "Σ*УИ2*" ячейки № 110 подключен потенциальный провод осциллографа, а другой провод – к общей точке (гнездо "ОТ", см. рис. 51). Производится включение *ТМ2* в работу в соответствии с тем, как это было описано ранее.

На выходе осциллографа должны наблюдаться импульсы моста *ТМ2*. Отключить потенциальный провод осциллографа от гнезда "Σ*УИ2*" и подключить к гнезду "Σ*УИ1*". При работе моста *ТМ2* импульсы отсутствуют (см. рис. 51). При переключении мостов (*ТМ2* отключен, а *ТМ1* включен) на гнезде "Σ*УИ1*" появятся импульсы, а на гнезде "Σ*УИ2*" – исчезнут.

Подключить потенциальный провод потенциометра к точке *1085*. При отсутствии аварии в цепи электропривода в точке *1085* – логическая 1. При работающем мосте *ТМ2* соединить гнездо "*ТМ1*" ячейки № 125 с общей точкой. В точке *1085* будет 0, и на обоих гнездах "Σ*УИ1*" и "Σ*УИ2*" ячейки № 110 отсутствуют импульсы. Светится светоизлучающий диод $I_{ур}$.

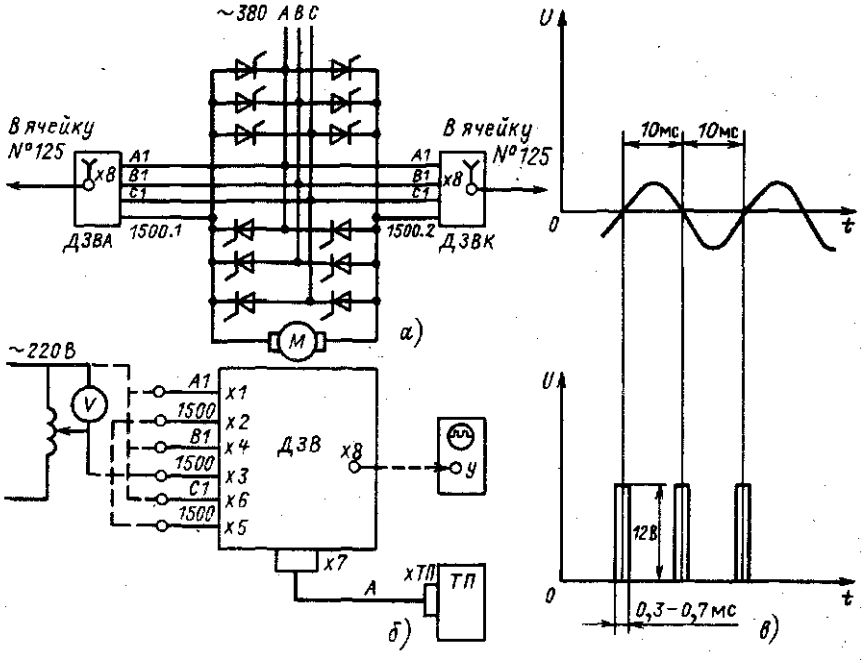


Рис. 55. Датчик запирания вентилей:

а – схема подключения; *б* – схема эксперимента; *в* – осциллограмма состояния сигналов на выходе ДЗВ; *ДЗВА* – ДЗВ анодной группы; *ДЗВК* – ДЗВ катодной группы

Отсоединить общую точку от гнезда "*ТМ1*" ячейки № 125 и подать 1 (+15 В) в точку *1084*. На точке *1075* восстановится 0, на гнезде "*ΣУИ2*" появятся импульсы. Не светится светоизлучающий диод "$I_{ур}$".

Включить мост *ТМ1* и подключить к общей точке гнездо "*ТМ2*" ячейки № 125. При этом на точке *1085* – 0, а импульсы на гнездах "*ΣУИ1*" и "*ΣУИ2*" ячейки № 110 отсутствуют. Повторить все операции подобно тому, как это было описано для ранее работавшего моста *ТМ2*.

Отключить общую точку "*ОТ*" от гнезда "*ТМ1*" и проверить наличие импульсов, на гнезде "*ΣУИ*" – *1*.

Проверка датчиков ДЗВ. Схема подключения датчиков в силовой цепи ТП показана на рис. 55, *а*.

Без подачи напряжения в схему питания их проверка осуществляется в следующей последовательности.

Датчик отключают от силовой схемы (размыканием фистон-патронов) и вынимают из конструкции шкафа. Производят его подклю-

чение к шкафу ТП через разъем *ТП x4* адаптер *А* и разъем "*x7*" (рис. 55, *б*). На клеммы *x1, x4, x6* датчика, ранее подключенные к силовой цепи (рис. 55, *а*) и точке *1500* в соответствии со схемой рис. 55, *б*, включается вольтметр *U* и источник регулируемого напряжения, на вход которого подано напряжение 220 В. К гнезду "*x8*" ДЗВ потенциальным проводом подключается осциллограф (см. рис. 55, *б*).

При отсутствии напряжения на силовом входе ДЗВ (клеммы *x1–x6*) на его выходе (гнездо *x8*) имеет место постоянный сигнал +12,6 В. При увеличении автотрансформатором напряжения до некоторого критического значения $U_п$ (и выше), при котором постоянный сигнал исчезает, на выходе ДЗВ появляются импульсы (рис. 55, *в*).

При исправном состоянии датчика импульсы на его выходе соответствуют переходу синусоиды через нуль. Ширина импульса определяется чувствительностью датчика. Его амплитуда равна +12,6 В. Изменяя напряжение на входе датчика, находим значение $U_п$, которое и характеризует чувствительность датчика.

Аналогично осуществляется проверка и другого датчика.

Проверка датчиков тока S402. Датчик отключают от входных цепей (посредством фистон-патронов) и вынимают из конструкции шкафа. Подключают его к шкафу ТП через адаптер и разъем датчика. На входные клеммы *S402* подают регулируемый сигнал постоянного тока и измеряют выходной сигнал.

Производят измерение напряжений на входе $U_{вх}$ и выходе $U_{вых}$ датчика тока и снимают зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$.

Определим коэффициенты усиления датчика тока и обратной связи по току:

$$K_{д.т} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}}; \quad K_т = \frac{\Delta U_{вых}}{(\Delta U_{вх}/K_ш)} \; \frac{В}{А},$$

где

$$K_ш = 75/I_{ном.ш},$$

$I_{ном.ш}$ – номинальный ток шунта.

Желательно, чтобы коэффициент усиления обратной связи по току выбирался из условия: $K_т = 10/I_{max}$, где I_{max} – максимальный ток двигателя.

Для изменения коэффициента усиления *S402* в его схеме предусмотрено три варианта подсоединения канала входного сигнала.

10.3. Наладка схемы ТП при подаче напряжения питания

Испытание ТП с включенной нагрузкой при нереверсивной схеме. Проверку схемы ТП при отключенной обратной связи по току производят в следующей последовательности.

В шкафу КТЭ подключен к напряжению питания один тиристорный мост. Все блоки системы управления и датчики установлены и подключены в соответствии со схемой. В точках *59.1, 59.2* и *1024* имеет место сигнал 1 (+15 В). Необходимо также подготовить САР к настройке контура тока, т.е. установить ячейку №210, а в ней перемычку *7–8,* чтобы исключить из работы адаптивный регулятор релейного вида (см. рис. 53). Обеспечить на выходе ячейки № 215 сигнал 0, исключающий шунтирование ПИ-регулятора тока, выпаять резисторы *R21, R22* (исключив этим эталонную модель). Зашунтировать конденсатор *C5* ячейки № 210. Вынув ячейку № 200, подключить к контакту *46* кассеты *K201* источник регулируемого сигнала ± 10 В и отключить датчик тока от *САР.* При работе с мостом *TM1* должен быть подан сигнал +8 В на гнездо "$U_{зl}$" ячейки № 125. Первоначально на гнездо "U_R" ячейки № 122А должно быть подано напряжение –8 В.

Подключить к шинам постоянного напряжения балластную нагрузку, включить выключатель цепи нагрузки. Довести ток якоря $I_я$ до значения, не превышающего $0{,}5I_{ном}$ при выпрямленном напряжении, равном E_{max}, и определить диапазон изменения выходного сигнала $\Delta U_у$ на гнезде "*RT*" ячейки № 210, соответствующий изменению угла управления ТП от $\alpha = 90°$ до $\alpha_{min} = 20°$. Отключить выключатель цепи нагрузки.

Подготовить двигатель к подключению: отключить возбуждение и застопорить якорь двигателя. Подключить двигатель к ТП и включить выключатель цепи нагрузки. Выполнить имитацию наличия возбуждения в КЗС.

При сигнале –8 В на гнезде "U_R" ячейки № 122А импульсы *TM1* находятся в зоне инверторного режима. При подключении вольтметра к выходу *TM1* он покажет отсутствие напряжения. Плавно изменяя напряжение на выходе ячейки № 210 с – 8 В до некоторого значения положительной полярности, соответствующего 0,5–1 $I_{ном}$, проконтролировать форму и среднее значение выпрямленного тока.

Установить на гнезде "U_R" ячейки № 122А напряжение, равное логическому 0. Схема начнет сканировать.

Подключить потенциальный провод осциллографа к гнезду "*x8*" датчика ДЗВ сначала анодной группы, а потом ДЗВ катодной группы и проконтролировать правильность подключения датчиков и работу схемы. Параметры импульсов, которые должны быть на выходе датчиков, представлены на рис. 55, *в*. Для схемы с напряжением питания 380 В длительность сигнала должна составлять 0,3–0,7 мс, а амплитуда 12–14 В. Аналогично производят проверку тех же параметров работы моста *TM2.* При этом изменяют полярность входных сигналов и выполняют условия, необходимые для его работы.

При включенной силовой цепи моста *TM1* и отключенной *TM2* посредством изменения сигнала положительной полярности на гнезде "U_R" ячейки № 122А увеличивают ток цепи якоря *TM1.*

Фиксируют значение прерывистого тока и переход к непрерывному по осциллограмме напряжения на выходе датчика тока или по состоянию сигналов на гнездах *x8* ДЗВ. При подключении к этим гнездам потенциального провода осциллографа при прерывистом токе на экране осциллографа будет импульсный сигнал, а при непрерывном – постоянный, соответствующий логической 1. Для моста *ТМ2*, подав на вход "U_R" напряжение отрицательной полярности, осуществляют проверку, аналогичную предыдущей.

Для включения обратной связи по току и оптимизации контура тока необходимо выполнить ряд операций. Подготовить схему для включения одного из мостов, например *ТМ1*, так, как это было показано ранее. Увеличить ток в нагрузке до значения 0,5–1 $I_{ном}$, настроить датчик тока, его выходное напряжение должно быть равно 10 В при максимально допустимом токе якоря. Убедиться, что полярность сигнала обратной связи по току противоположна задающему, расшунтировать конденсатор *С5* ячейки № 210, замкнуть контур тока и, плавно увеличив ток до гранично-непрерывного, проверить плавность его регулировки. При возникновении автоколебаний уменьшить контурный коэффициент усиления.

Оптимизацию контура тока следует начинать с оптимизации без применения устройств адаптации. Для этого в ячейке № 210 отключают резисторы *R21* и *R22*, а клемму *7* отключают от клеммы *6* и соединяют с *8*.

Так как для большинства электроприводов зона прерывистых токов составляет 20–30 % $I_{ном}$, то для названных выше условий настройку контура тока производят в режиме непрерывного тока. Параметры предварительной настройки РТ при частоте разомкнутого контура тока $\omega_{с.т}$ определяют, исходя из следующих выражений (номера элементов по рис. 53 ячейки № 210):

$$T_{р.т} = R_{17} C_5 = T_я; \quad K_{р.т} = \frac{R_{17}}{R_3} =$$

$$= \frac{T_я \omega_{с.т}}{\Sigma K} = \frac{\Delta U_у}{\Delta U_{д.т}} T_я \omega_{с.т}; \quad R_2 = R_3,$$

где $\Sigma K = K_п K_т / R_я = \Delta U_у / U_{д.т}$; $T_{р.т}$ – постоянная времени РС цепи ПИ-регулятора тока; $K_{р.т}$ – коэффициент усиления пропорциональной части РТ; $\Delta U_{д.т}$ и $\Delta U_у$ – приращения сигналов на выходе датчика и РТ, соответствующие изменению тока двигателя в диапазоне 0,5 – 1 $I_{ном}$.

После установки расчетных значений *С5, R17, R2, R3* проверяют работу контура в режиме непрерывного тока. При этом используют сигнал, состоящий из постоянного сигнала и наложенных на него прямоугольных импульсов (генератор командных сигналов ГКС или

другие аналогичные приборы) так, чтобы изменение выпрямленного тока происходило от $I_{ном}$ до 0,5 $I_{ном}$ и двигатель оставался неподвижным (заторможенным). Держать заторможенный двигатель под током более 15–20 мин не рекомендуется. Корректировку параметров контура тока производят по виду переходного процесса при скачкообразном изменении входного сигнала (при $T_{р.т} < T_я$ – затянутый переходный процесс; при $T_{р.т} = T_я$ – переходный процесс имеет характер экспоненты с постоянной времени $1/\omega_{с.т}$; при $T_{р.т} > T_я$ – перерегулирование в конце переходного процесса).

Для повышения быстродействия следует вначале добиться хорошего совпадения $T_{р.т}$ с $T_я$, а затем увеличить $K_{р.т}R_п/R_3$ (т.е. уменьшить R_3) до появления перерегулирования.

Далее осуществляют настройку с учетом устройств адаптации. Настройку с использованием самонастраивающейся модели выполняют следующим образом [29].

Параметры регулятора тока $K_{р.т}$ и $T_{р.т}$ настраивают в соответствии с известной методикой из условий оптимизации на технический оптимум (или апериодический процесс). Отключают перемычку *6–7* в ячейке № 210 (см. рис. 53) и устанавливают перемычку *7–8*, затем подключают резисторы *R21* и *R22* на входе усилителя *A4*.

Значение $T_ф$ выбирают из выражения $1/T_ф = \omega_{с.т}$, где $\omega_{с.т}$ – частота среза токового контура при $K_2 = 0$.

Для принятого ξ и известного a по номограмме на рис. 49 выбирают $K_2/K_{р.т}$. При этом a и $K_{р.т}$ получают заранее расчетным или экспериментальным путем, а отсюда и $K_2 = \left(\frac{K_2}{K_{р.т}}\right)K_{р.т}$.

При экспериментальном способе настройки эталонной модели предложено проводить наладку токового контура следующим способом.

При $K_2 = 0$ (модель отключена) контур настраивают на модульный оптимум (или апериодический процесс). После настройки токового контура устанавливают значения сопротивления и емкости в цепи обратной связи усилителя *A1*, при которых

$$1/T_ф = \omega_{с.т}.$$

При необходимости производят корректировку значения $T_ф$. Для этого включают фильтр (подключены резисторы *R21, R22* на входе *A4*) в режиме непрерывного тока и при некотором произвольном значении K_2 производят корректировку $T_ф$ таким образом, чтобы при линейном (или скачкообразном) изменении сигнала $U_{зi}$ рассогласование между выходом датчика тока (гнездо "I_d" на лицевой панели блока "устройства электрического" *A1*) и выходом *10* усилителя *A1* ячейки № 210 отсутствовало или составляло минимальное значение. Измерения производят по осциллографу при подключении его потенциального провода к выходу усилителя *A1*, а корпусного – к гнезду "I_d" на панели *A1*.

Корректировка $T_ф$ производится изменением сопротивления *R14* (см. рис. 53). После чего для обеспечения значения $K_ф = 1$ изменяют сопротивление резистора *R6* для получения равенства сигналов на входе и выходе фильтра. Затем производится настройка K_2 на необходимое значение. Как было сказано ранее коэффициент K_2 играет существенную роль в работе системы. Первоначально в режиме прерывистого тока (при минимальном K_2) осуществляют проверку точности слежения частоты среза контура за величиной $1/T_ф$. Для этого так же, как было описано ранее, проверяют рассогласование между сигналом на выходе *10 A1* ячейки № 210 и в гнезде "I_d" при скачке задания тока по управляющему воздействию. При наличии большого рассогласования добиваются его уменьшения (рассогласования) путем увеличения значения K_2. Последнее достигается уменьшением сопротивления резисторов *R21* и *R22* на входе усилителя *A4* ячейки № 210.

Далее следует убедиться в допустимости полученного коэффициента K_2 с точки зрения качества переходного процесса при возмущающем воздействии в режиме непрерывного тока.

Подбор значения K_2 по виду переходного процесса в контуре тока от управляющего воздействия затруднителен, так как при наличии модели, идеально описывающей объект, настройка РТ по управляющему воздействию не зависит от K_2 ввиду инвариантности системы по входу усилителя *A4* ячейки № 210 от этого воздействия. Поэтому рекомендуется осуществлять подбор значения K_2 по реакции системы в режиме непрерывного тока на ступенчатое возмущающее воздействие. Одним из возможных способов является контроль сигнала $U_т$ при изменении сигнала U_{3i} (см. рис. 53) только на входе РТ и неизменном сигнале на входе эталонной модели *A1*. При этом предварительно осуществляется настройка контура при $K_2 = 0$ (как по управляющему, так и по возмущающему воздействию) на модульный оптимум или апериодический процесс. При увеличении K_2 перерегулирование при отработке возмущающего воздействия увеличивается. В качестве возмущающего воздействия, кроме получаемого ранее описанным способом, может быть использовано возмущение от изменения напряжения питающей сети или от толчка тока в цепи якоря (замыканием последовательно включенного резистора в цепи якоря заторможенного двигателя).

Ввиду различия на практике частотных характеристик по возмущающему и управляющему воздействиям, в зависимости от времени изменения управляющего (или возмущающего сигнала), что обусловлено дискретностью ТП, неполной управляемостью ТП и пульсацией выпрямленного напряжения, в некоторых случаях рекомендуется прибегать к несколько иной, взятой из практики методике настройки [29].

По этой методике значение K_2 увеличивается до возникновения устойчивой асимметрии углов управления, а затем K_2 уменьшается в 2 раза. После окончательной настройки проверяют быстродействие си-

стемы от сигнала управляющего воздействия при значении $U_{зi}$, соответствующем минимальному прерывистому току.

Для настройки с изменением структуры в адаптивном регуляторе отключают резисторы *R21, R22* на входе *A4*, включают перемычку *6–7* и отключают перемычку *7–8* (см. рис. 53).

При сигнале 1 на выходе *A6* производят настройку РТ на модульный оптимум в режиме непрерывного тока. В соответствии с методикой, изложенной в гл. 3, снимают кривую $I_d = f(U_у)$ (см. рис. 29). По этой кривой определяют гранично-непрерывный ток $I_{d\,гр.н}$ (точка *1*); коэффициент усиления контура ΣK и входные сопротивления *A3* из условия обеспечения адаптации при переходе из зоны непрерывного тока в зону прерывистого:

$$\Sigma K = \frac{(\Delta I_d / \Delta U_у)^н}{(\Delta I / \Delta U_у)^п},$$

где $(\Delta I_d / \Delta U_у)^н$ и $(\Delta I / \Delta U_у)^п$ – отношения приращения тока якоря к напряжению управления в зоне непрерывного и прерывистого тока.

Тогда эквивалентное входное сопротивление в режиме прерывистого тока

$$R_э = R_2 / \Sigma K = R_3 / \Sigma K,$$

где R_2 и R_3 – входные сопротивления каналов задания и обратной связи по току *A3*, рассчитанные при оптимизации тока на модульный оптимум в режиме непрерывного тока.

Исходя из полученного значения эквивалентного сопротивления, рассчитывают значения дополнительных сопротивлений каналов задания и обратной связи по току:

$$R_5 = R_6 = R_э R_2 / (R_2 - R_э).$$

Далее определяют сигнал переключения устройства адаптации

$$U_{зi\,гр.н} = I_{гр.н} K_{д.т}.$$

Задавая полученное значение на входе усилителя *A1* потенциометром *R35*, устанавливают порог срабатывания *A6*, соответствующий этому значению, при минимальном пилообразном напряжении.

Отключают резисторы *R21* и *R22* на входе усилителя *A4*, устанавливают рассчитанные значения сопротивлений резисторов *R5, R6* на входе усилителя *A3*. При заторможенном двигателе и настроенной полностью собранной схеме (транзисторы *V8.1* и *V7.2* включены, а *V8.2* отключен) осуществляют проверку работы устройства адаптации. Для этого скачком подают сигнал задания тока $U_{зi}$ от некоторого его минимального значения, соответствующего минимальному значению прерывистого тока, до некоторого максимального, соответствующего

максимальному значению прерывистого тока. Переходный процесс при этом должен быть идентичен процессу в зоне непрерывного тока. При неидентичности процессов следует произвести корректировку потенциометром *R35*.

После проведения индивидуальной настройки каждого из средств адаптации они могут быть совместно введены в работу, что значительно улучшит условия адаптации в целом.

После проверки моста *ТМ1* следует его отключить и включить *ТМ2*, а далее произвести включение так, как это изложено для *ТМ1*. Затем осуществляется оптимизация контура тока моста *ТМ2*, которая производится аналогично оптимизации *ТМ1*.

Испытание ТП в реверсивной схеме. Подготовлены к включению напряжения питания мостов *ТМ1* и *ТМ2*. Собирают схему, обеспечивающую прохождение импульсов ТП.

Гнездо "U_R" ячейки № 122А замкнуто на общую точку, а на гнезде "$U_{зi}$" ячейки № 125 напряжение равно нулю. Подано напряжение питания на мосты *ТМ1* и *ТМ2*, и замкнута цепь нагрузки. Тогда будет происходить непрерывное переключение мостов, при котором за пульсом тока в комплекте "Вперед" следует пульс тока в комплекте "Назад".

Поскольку проверка функционирования ячейки раздельного управления № 125 ранее производилась при имитации сигналов датчиков состояния вентилей и сигнала заданного направления тока нагрузки $U_{зi}$, дальнейшая проверка и настройка устройства раздельного управления заключаются в повторной проверке выходных напряжений датчиков при включении напряжения и их воздействии на ячейку № 125.

При включении на выход датчика тока осциллографа контролируются ток якоря двигателя и длительность бестоковой паузы. Плавно увеличивая напряжение управления положительной полярности на гнезде $U_{зi}$ ячейки № 125, доводят его до порога срабатывания реле переключения направлений. Переключение мостов прекращается, и остается включенным мост одного направления (например, *ТМ1*). Изменяя полярность напряжения на гнезде "$U_{зi}$" ячейки № 125, увеличивают его до значения напряжения порога срабатывания реле направления. При этом переключения мостов также не происходит, а постоянно включен мост *ТМ1*. Рекомендуется произвести повторную настройку срабатывания реле направления ячейки № 123А по сигналу $U_{зi}$ на входе РТ (сигнала заданного значения тока на выходе РС), соответствующего предельно-непрерывному току якоря неподвижного двигателя, т.е. при угле управления $\alpha = 90°$, при котором ширина зоны прерывистого тока максимальна. В этом случае во всей зоне прерывистого тока возможен сканирующий режим устройства раздельного управления.

Такая настройка может быть приемлемой при небольшой ширине зоны прерывистого тока. Если же зона прерывистого тока широка

(т.е. составляет около 20% и более номинального тока двигателя) и к системе электропривода предъявляются высокие требования в отношении точности поддержания режима при работе с малыми токами, такая настройка нежелательна, поскольку сканирующий режим может приводить к снижению точности регулирования и динамических свойств привода. В таком случае целесообразно снизить порог срабатывания реле направления в 1,5–2 раза.

Следует также отметить, что на характеристику электропривода в режиме прерывистых токов при сканирующем режиме работы устройства раздельного управления весьма существенное влияние оказывает настройка начального угла управления α_0. Поэтому при необходимости получения оптимальных характеристик целесообразно при настройке системы регулирования уточнить настройку $U_{зi}$ экспериментально, подобрав наиболее благоприятное значение.

Для настройки реле направления на заторможенном двигателе при снятом возбуждении снимается характеристика $I_d = f(U_{зi})$. По этой характеристике определяют значение $I_{гр.н}$ тока граничного режима. Одновременно измеряют $U_{зi\,гр.н}$, для этого значения производят настройку реле направления.

Далее производят проверку датчиков запирания вентилей также при заторможенном двигателе и со снятым возбуждением. Изменяя ток якоря $I_я$, определяют порог чувствительности (момент срабатывания каждого датчика). Проверяют работу датчика в зоне прерывистого тока по осциллограмме сигнала напряжения на его выходе (импульс напряжения). После проверки датчиков анодной группы проверяются датчики катодной группы.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ЦИФРОВОЕ УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ РС-Ц

Устройство РС-Ц, разработанное Ленинградским проектно-экспериментальным отделением, предназначено для измерения фазовых углов между двумя напряжениями синусоидальной или импульсной формы частотой 50 Гц в главных цепях управления вентильных преобразователей. Его можно применять с непосредственным подключением к цепям, находящимся под напряжением до 1000 В (амплитудное значение) относительно заземленных частей оборудования.

Технические данные

Диапазон измерения углов регулирования, град	0–360
Относительная погрешность измерения углов регулирования, град, не более	± 0,2
Диапазон измерения частоты, Гц	45–55
Относительная погрешность измерения частоты, Гц, не более	± 0,02

Допустимое напряжение на входах устройства, В:	
синусоидальное	10–700
импульсное	1–1000
Питание устройства от сети однофазного тока:	
напряжение, В	220
частота, ГЦ	50
Габариты, мм, не более	320 × 210 × 140
Масса, кг, не более	4

РС-Ц содержит следующие узлы: входное устройство, блок управления, блок индикации, сборную плату с размещенным на ней блоком питания. Входное устройство имеет два одинаковых блока, вырабатывающих синхронизирующие импульсы (один раз за период) длительностью 50 мкс, соответствующие моменту перехода положительной волны синусоиды через нуль и началу возникновения импульса управления. Поскольку входные блоки могут находиться под потенциалом до 1000 В, то предусмотрена потенциальная развязка от основной схемы устройства как по питанию, через трансформатор, так и по передаче синхронизирующих импульсов в схему управления через оптрон.

Блок управления формирует импульсы управления счета для блока инжикации. Блок включает схему умножения частоты, состоящую из четырех счетчиков с общим коэффициентом деления 3600, запоминающего конденсатора, двух ключей и генератора управляемого напряжения (ГУН) и схему логики, осуществляющую управление блоком индикации.

Счетчики схемы умножения делят частоту ГУН на 3600. Период импульсной последовательности на выходе счетчиков сравнивается с периодом изменения напряжения на входе устройства, и в зависимости от их расхождения по длительности ключи "Заряд" или "Разряд" запоминающего конденсатора управляют ГУН.

Таким образом, частота ГУН поддерживается кратной периоду напряжения на входах устройства, что упрощает схему измерения и индикации угла сдвига фазы между напряжением в главной цепи и цепи управления.

Блок измерения индикации предназначен для измерения и индикации угла регулирования или частоты на входе и состоит из четырех счетчиков, реализованных на интегральных микросхемах (ИМС) К176ИЕ2. Заполнение счетчиков производится импульсами, поступающими из блока управления. Счетчик заполняется в течение времени, позволяющего занести в счетчики число импульсов, выражающих измеряемый угол или частоту на входах устройства. С помощью четырех дешифраторов на ИМС К161ПР2 преобразуется набор сигналов в двоичном коде от соответствующих декад счетчика в надлежащую комбинацию выходных сигналов, поступающих на входы четырех вакуумных люминесцентных индикаторов ИВ-II. Таким образом осуществляется индикация числа импульсов, занесенных в счетчик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Барский В.А.** Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями М.: Энергия, 1973.

2. **Бессекерский В.А., Попов Е.П.** Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.

3. **Исследование** беспоисковых самонастраивающихся систем с эталонной моделью в тиристорных электроприводах/В.Ю. Бондарь, А.В. Игнатов, В.И. Сидоренко и др. // Электротехническая промышленность. Электропривод. 1977. № 7 (60). С. 8–10.

4. **Бригиневич Б.В.** Совместные испытания тиристорного преобразователя типа АТР2 1,0–500–460 и шкафа УБСР // Реферативная информация о передовом опыте. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1970. № 7. С. 27–31.

5. **Опыт** наладки электропривода с тиристорным преобразователем с перекрестными связями / Б.В. Бригиневич, А.П. Болдырев, Б.М. Дидух и др. // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1977. № 1. С. 8–12.

6. **Бригиневич Б.В.** Наладка тиристорных преобразователей // Научно-технический реферативный сборник. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1981. № 7. С. 16–19.

7. **Бригиневич Б.В., Чекушин В.М.** Из опыта наладки адаптивных регуляторов // Экспресс-информация. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1984. № 17. С. 12–21.

8. **Бригиневич Б.В., Шипулин А.С.** Из опыта наладки электропривода реверсивной клети // Экспресс-информации. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1985. № 3. С. 9–19.

9. **Buxbaum A.** Die Rege ldynamik Uon Stromrichterantrieben in kreisstromfreier Gegenparallelshaltung // Fechn Mitt AEG Telefunken. 60 (1970) 6. 1970. Bd 60.

10. **Вахромеев А.И., Кравченко Г.П., Тартаковский Ю.С.** Наладка нелинейного регулятора тока вентильного преобразователя // Экспресс-информация. Монтаж и наладка. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1983. № 8. С. 12–16.

11. **Ващенко А.П., Ратников А.С.** Силовые схемы реверсивных тиристорных преобразователей электротехнических промышленных установок // Инструктивные указания по проектированию. 1969. № 2. С. 3–12.

12. **Экспериментальное** исследование электропривода постоянного тока с реверсивным тиристорным преобразователем, имеющим раздельное управление и зону нечувствительности / А.М. Вейнгер, В.М. Альшиц, В.П. Караман и др. // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1971. № 10. С. 3–6.

13. **Гарнов В.К., Рабинович В.Б., Вишневецкий Л.М.** Унифицированные системы автоуправления в металлургии. М.: Металлургия, 1977.

14. **Вопросы** динамики уравнительного тока в двухканальной системе подчиненного регулирования / Е.А. Гительман, Ю.М. Журавлев, Б.И. Решмин, Д.С. Ямпольский // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1970. № 9. С. 3–6.

15. **Голдрин И.В., Рейзельман Э.Б.** Наладка тиристорного электропривода агрегатов динамной стали // Научно-технический реферативный сборник. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1980. № 6. С. 17–21.

16. **Дмитриев А.В.** Настройка регулятора тока // Там же. 1980. № 5. С. 19–23.

17. **Дмитриев А.В.** Наладка регулируемых электроприводов // Там же. 1980, № 6. С. 21–25.

18. **Каганов И.Л.** Ионные приборы. М.: Энергия, 1972.

19. **Улучшение** динамических качеств реверсивного вентильного электропривода при работе без уравнительных токов / В.Г. Марков, Б.И. Решмин, А.П. Цаллагов, Д.С. Ямпольский//Электричество. 1975. № 9. С. 42–48.

20. **Решмин Б.И.** Влияние зоны нечувствительности на динамические процессы в вентильном электроприводе с раздельным управлением // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1976. № 10. С. 3–14.

21. **Решмин Б.И., Ямпольский Д.С.** Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. М.: Энергия, 1975.

22. **Тиристорные** электроприводы прокатных цехов / В.М. Перельмутер, Ю.Н. Брауде, Д.Я. Перчик, В.М. Книгин. М.: Металлургия, 1978.

23. **Плеханов С.Н.** Логические переключающие устройства в реверсивных вентильных электроприводах // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1971. № 5. С. 3–7.

24. **Особенности** динамики вентильных электроприводов постоянного тока при раздельном управлении в однократно интегрирующих схемах / Я.Ю. Солодухо, С.Н. Плеханов, А.Х. Шоруков, Ф.М. Фришберг // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1970. № 8. С. 28–33.

25. **Солодухо Я.Ю.** Тиристорный электропривод постоянного тока. М.: Энергия, 1972.

26. **Солодухо Я.Ю., Самойленко В.Я., Цаллагов А.П.** Влияние бестоковой паузы на переходный процесс при ударном приложении нагрузки в электроприводе с раздельным управлением реверсивным преобразователем // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1976. № 6. С. 3–11.

27. **Справочник** по наладке электрооборудования промышленных предприятий / Под ред. М.Г. Зименкова, Г.В. Розенберга, Е.М. Феськова. М.: Энергоатомиздат, 1983.

28. **Справочник** по проектированию автоматизированных электроприводов и систем управления / Под ред. В.Н. Круповича, Ю.Г. Барыбина, М.Л. Самовера. М.: Энергоиздат, 1982.

29. **Ушаков С.В.** Наладка системы регулирования нового комплектного тиристорного электропривода // Научно-технический сборник. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1982. № 5. С. 11–13.

30. **Фишбейн В.Г.** Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. М.: Энергия, 1972.

31. **Церазова Е.А.** Динамика систем подчиненного регулирования с двумя токовыми контурами // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1981. № 5. С. 10–15.

32. **Церазова Е.А., Ямпольский Д.С.** Условия предельного быстродействия токового контура с П-регулятором // Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. 1982. № 6. С. 9–12.

33. **Шипилло В.П.** Автоматизированный вентильный электропривод. М.: Энергия, 1969.

34. **Шилов А.С.** Методика расчета улучшенного регулятора тока якоря // Научно-технический сборник. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР. 1982. № 12. С. 14–16.

35. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974.

36. **Бригиневич Б.В.** Из опыта наладки адаптивных регуляторов тока//Экспресс-информация. Монтаж и наладка электрооборудования. М.: ЦБНТИ Минмонтажспецстроя СССР.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3
Глава первая. Особенности построения схем реверсивных тиристорных электроприводов с раздельным и совместным управлением 5
1. Варианты схем реверсивного тиристорного электропривода с совместным и раздельным управлением 5
1.1. Силовые схемы 5
1.2. Схемы управления 7
2. Достоинства и недостатки ТП с раздельным и совместным согласованным управлением комплектами тиристоров 12
Глава вторая. Схемы реверсивных тиристорных преобразователей с раздельным управлением 14
3. Состав и требования к ТП с раздельным управлением 14
4. Схемная реализация алгоритмов работы ЛПУ 16
5. Варианты схем раздельного управления комплектами ТП 18
5.1. Тиристорный преобразователь, питающий обмотки возбуждения двигателей 18
5.2. Тиристорный преобразователь, питающий якорную цепь двигателя постоянного тока 20
6. Датчики тока 35
Глава третья. Недостатки тиристорного электропривода, возникающие в схеме с раздельным управлением комплектами ТП, и средства их устранения при проектировании и наладке 38
7. Нелинейные свойства тиристорных электроприводов при раздельном управлении 38
8. Методы и средства адаптации регуляторов тока тиристорного электропривода к режиму прерывистого тока 52
8.1. Регуляторы с переключением структур 52
8.2. Регуляторы без переключения структур 66
Глава четвертая. Промышленный реверсивный ТП с раздельным управлением в составе комплектного электропривода 93
9. Тиристорный преобразователь в комплекте КТЭ с ЕВО 93
9.1. Состав и структура ТП 93
9.2. Система фазового управления ТП цепи якоря 96
9.3. Устройство адаптации ТП 123
10. Методика наладки ТП 125
10.1. Этапы наладочных работ 125
10.2. Наладка ТП без подачи напряжения питания 127
10.3. Наладка схемы ТП при подаче напряжения питания 139
Приложение. Цифровое устройство измерения углов регулирования РС-Ц 146
Список литературы 148