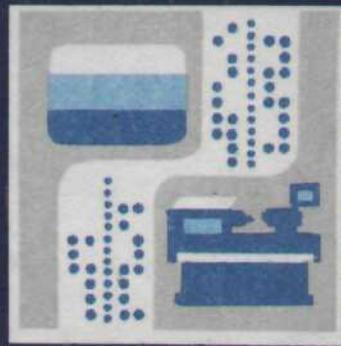


Е. А. ЧЕРНОВ
В. П. КУЗЬМИН



КОМПЛЕКТНЫЕ
ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
СТАНКОВ
С ЧПУ

Е. А. ЧЕРНОВ
В. П. КУЗЬМИН

КОМПЛЕКТНЫЕ
ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ
СТАНКОВ
С ЧПУ

Справочное пособие

ГОРЬКИЙ
ВОЛГО-ВЯТСКОЕ
КНИЖНОЕ
ИЗДАТЕЛЬСТВО
1989

ББК 34.63-5

Ч-49

УДК 621.9.06-529-83(035.5)

Р е ц е н з е н т ы
доктор техн. наук, проф. С. Н. Шевчук;
инженер В. М. Дроздов

Чернов Е. А., Кузьмин В. П.

Ч-49 Комплектные электроприводы станков с ЧПУ: Справочное пособие.— Горький: Волго-Вятское кн. изд-во, 1989.— 320 с., ил.

ISBN 5-7420-0113-4

В книге дано подробное описание принципов работы и методики наладки новых приводов подачи переменного тока и приводов главного движения (ЭПБ1, «Размер 2М-5-2,1», «Мезоматик-В», «Кемтот» и др.).

Для наладчиков станков с ЧПУ, а также инженерно-технических работников, занятых проектированием и эксплуатацией электрооборудования станков с ЧПУ.

Ч 2705020000—049
М140(03)—89 22—89

ISBN 5-7420-0113-4

ББК 34.63-5

© Волго-Вятское книжное издательство, 1989

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее справочное пособие является продолжением изданной Волго-Вятским книжным издательством в 1986 году книги авторов Е. А. Чернова, В. П. Кузьмина и С. Г. Синичкина «Электроприводы подач станков с ЧПУ. Справочное пособие».

В первой книге рассмотрены электроприводы ЭТб, БТУ-3601, Кемрон, Мезоматик-А, ТНР, а также приведены основные сведения по теории регулируемых тиристорных электроприводов, операционным усилителям и методам настройки и оптимизации переходных процессов.

В новую книгу вошли электроприводы главного движения «Мезоматик-В» и «Кемтор», электроприводы подачи постоянного тока «Мезоматик-К», «Кемток» и «Кемек», переменного тока ЭПБ-1 и «Размер 2М-5-21», а также требования «Интерэлектро» к комплектным электроприводам станков с ЧПУ и следящая часть устройства ЧПУ типа 2С42.

Полностью сохранен стиль изложения материала. Сначала подробно рассматривается принцип построения и работы электропривода с приведением блок-схем, фрагментов принципиальных схем, характеристики и диаграммы, после чего приводится методика наладки привода в регулируемом режиме.

Сохранены условные обозначения элементов схем в соответствии с технической документацией. В связи с тем, что в рабочей документации на приводы используется поплатный метод маркировки элементов и, следовательно, имеется много двойных одинаковых обозначений, увеличено число ссылок на номер рисунка, где находится тот или иной элемент.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, наладкой и эксплуатацией электрооборудования станков с ЧПУ, электриков-наладчиков промышленных предприятий. Она может с успехом использоваться на курсах повышения квалификации специалистов, а также студентами, специализирующимися в области электропривода и автоматизации машиностроительного производства.

Глава VIII написана совместно с инженером С. З. Ващенко.

Авторы благодарят профессора С. Н. Шевчука и инженера В. М. Дроздова за ценные замечания, сделанные при рецензировании рукописи и способствующие ее улучшению.

Авторы с признательностью примут критические замечания и пожелания для дальнейшей работы.

КОМПЛЕКТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ГЛАВНОГО ДВИЖЕНИЯ ТИПА «МЕЗОМАТИК-В»

Электропривод типа «Мезоматик-В» производства ЧССР предназначен для приводов главного движения металлорежущих станков и других промышленных механизмов с числовым программным управлением и представляет собой электрический привод постоянного тока с двухзонным регулированием. Регулирование в первой зоне осуществляется при постоянстве предельно допустимого момента $M = \text{const}$ при диапазоне регулирования $D = 1:200$, во второй зоне — при постоянстве мощности $P = \text{const}$ при $D = 1:3(5)$. Снижение допустимой мощности в третьей зоне объясняется ухудшением условий коммутации (рис. 1.1).

В состав электропривода входят (рис. 1.2):

- преобразователь тиристорный типа FORMIC KISS-V для питания якоря двигателя;
- преобразователь тиристорный типа FORMIC KIDI-B для питания обмотки возбуждения двигателя;
- электродвигатель постоянного тока серии V с диапазоном мощностей 3,7...45 кВт;
- коммутационные дроссели типа LTE;
- фильтр для подавления помех.

Конструктивно преобразователи выполнены по компактной блочной структуре, обеспечивающей простоту обслуживания и свободный доступ к контрольным точкам и элементам схемы. Степень защиты преобразователей IP00 предусматривает их размещение в электрошкафах.

Охлаждение естественное.

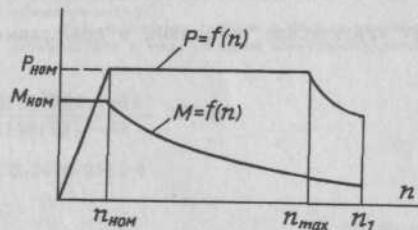


Рис. 1.1. Зависимости $P=f(n)$ и $M=f(n)$

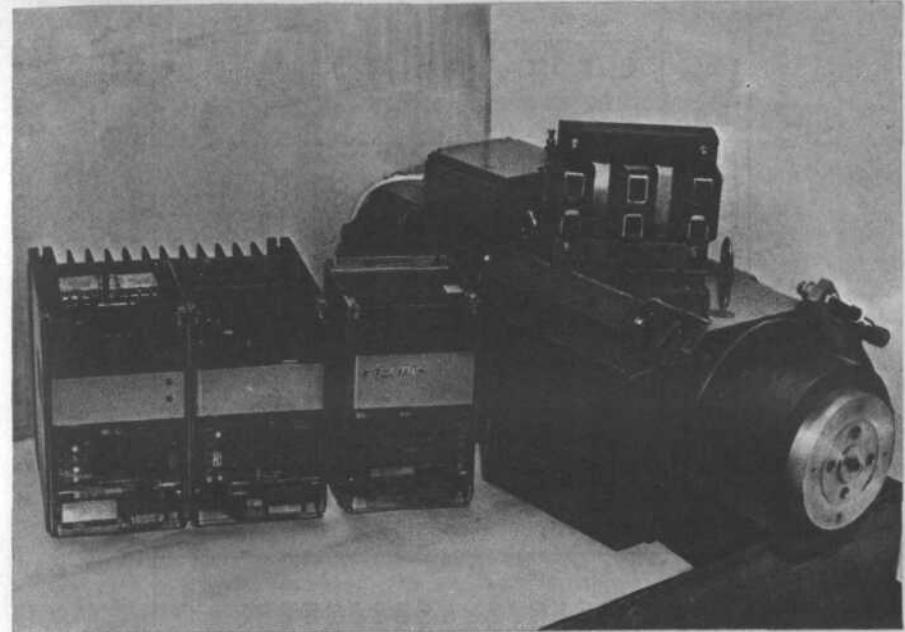


Рис. 1.2. Общий вид привода «Мезоматик-В»

Технические характеристики электропривода «Мезоматик-В» соответствуют стандарту СТ СЭВ 3572—82.

В табл. 1.1. приведены технические данные электродвигателей серии V.

Описание работы преобразователя

Тиристорный преобразователь питания якорной цепи выполнен на двух встречно соединенных трехфазных мостовых выпрямителях в виде тиристорных модулей. Управление реверсивным преобразователем — раздельное без уравнительных токов. Система автоматического регулирования выполнена по двухконтурной схеме подчиненного регулирования с регуляторами скорости и тока. Предусмотрены задатчик интенсивности, внешние регулировки, аддитивный регулятор.

Преобразователь обмотки возбуждения выполнен в виде нереверсивного полууправляемого однофазного выпрямителя. Регулятор тока возбуждения предусматривает возможность настройки минимальной и максимальной величин тока. Предусмотрена гальваническая связь управляющих сигналов от цепи якоря.

Питание обоих преобразователей от сети осуществляется через трехфазный коммутационный дроссель, защищающий их от коммутационных токов и коротких замыканий.

Таблица 1.1

Тип двигателя	Номинальная мощность $P_{\text{Н}}$, кВт	Номинальная скорость, об/мин	Максимальная скорость, об/мин	при $P_{\text{Н}}$	при снижении $P_{\text{Н}}$	Номинальный момент $M_{\text{Н}}$, Н·м	Номинальный ток $I_{\text{Н}}$, А	Момент инерции J , кг·м ²	Масса, кг
V112S	3,7	1000	3000	5000	35	12	0,050	86	
V112S	5,5	1500	3000	6000	35	16	0,056	93	
V112M	5,5	1000	3000	5000	53	17	0,056	93	
V112M	7,5	1500	3000	6000	48	22	0,072	112	
V112L	7,5	1000	3000	5000	72	23	0,072	112	
V112L	11	1500	3000	4500	70	32	0,127	138	
V132S	15	1500	3000	4500	96	43	0,140	152	
V132M	11	1000	3000	5000	105	33	0,140	152	
V132M	18,5	1500	3000	4500	118	52	0,158	167	
V132L	15-	1000	3000	5000	143	44	0,158	167	
V132L	22	1500	3000	4500	140	62	0,280	230	
V160S	11	500	1500	2500	210	34	0,280	230	
V160S	18,5	1000	3000	4000	177	53			
V160S	30	1500	3000	4500	191	83	0,322	263	
V160M	22	1000	3000	4000	210	63	0,322	263	
V160M	37	1500	3000	4500	236	102			
V160L	15	500	1500	2500	286	46	0,373	292	
V160L	30	1000	3000	4000	286	85	0,373	292	
V160L	45	1500	3000	3750	286	123			

Большое количество электронных защит и цепей диагностики значительно облегчает эксплуатацию привода и устранение неисправностей.

- Блок-схема электропривода приведена на рис. 1.3, где
- ДУ1, ДУ2 — дифференциальные усилители задающего сигнала;
 - К1...К4 — ключи;
 - ЗИ — задатчик интенсивности;
 - РС — регулятор скорости;
 - РТ — регулятор тока;
 - АР — адаптивный регулятор;
 - УС — суммирующий усилитель;
 - ПХ1, ПХ2 — переключатели характеристик;
 - ОУР — ограничитель углов регулирования;
 - СИФУ — система импульсно-фазового управления;
 - И — схемы «И»;
 - БЛ — блок логики;
 - УЛ — усилитель логики;
 - ПОВ — повторитель;
 - МО — схема выделения модуля;
 - ФП — функциональный преобразователь;
 - ВРУ — блок внешней регулировки усиления;
 - ПР — преобразователь;
 - ДНТ — датчик нулевого тока;
 - ТПЯ — тиристорный преобразователь якоря;
 - ТГ — тахогенератор;
 - Я — якорь двигателя;
 - ДНЯ — датчик напряжения якоря;
 - РНЯ — регулятор напряжения якоря;
 - ССр — схемы сравнения;
 - ДТВ — датчик тока возбуждения;
 - РТВ — регулятор тока возбуждения;
 - ТПВ — тиристорный преобразователь возбуждения;
 - ОВ — обмотка возбуждения;
 - L_k — коммутационный дроссель.

Приступим к подробному описанию принципов работы принципиальной схемы электропривода.

I. Управление якорной цепью

Силовая схема (рис. 1.4) выполнена на беспротенциальных тиристорных модулях в виде реверсивного шестипульсного выпрямителя по мостовой схеме. Тиристорные модули располагаются на общем радиаторе и имеют естественное охлаждение. Питание выпрямителя осуществляется от сети переменного тока 380 В (50 Гц) через трехфазные анодные дроссели. Номинальное выпрямленное напряжение $U = 400$ В, номинальные выпрямленные токи 40, 63, 80 и 100 А. Предусмотрены защитные RC-цепочки

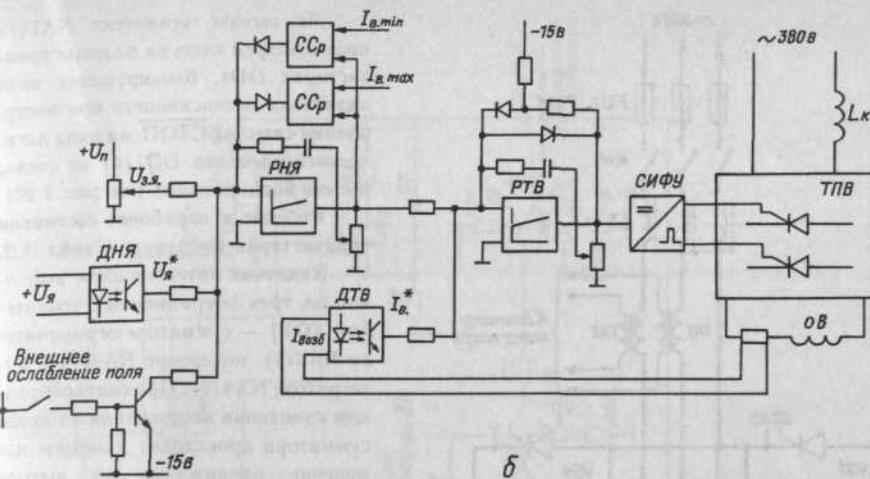
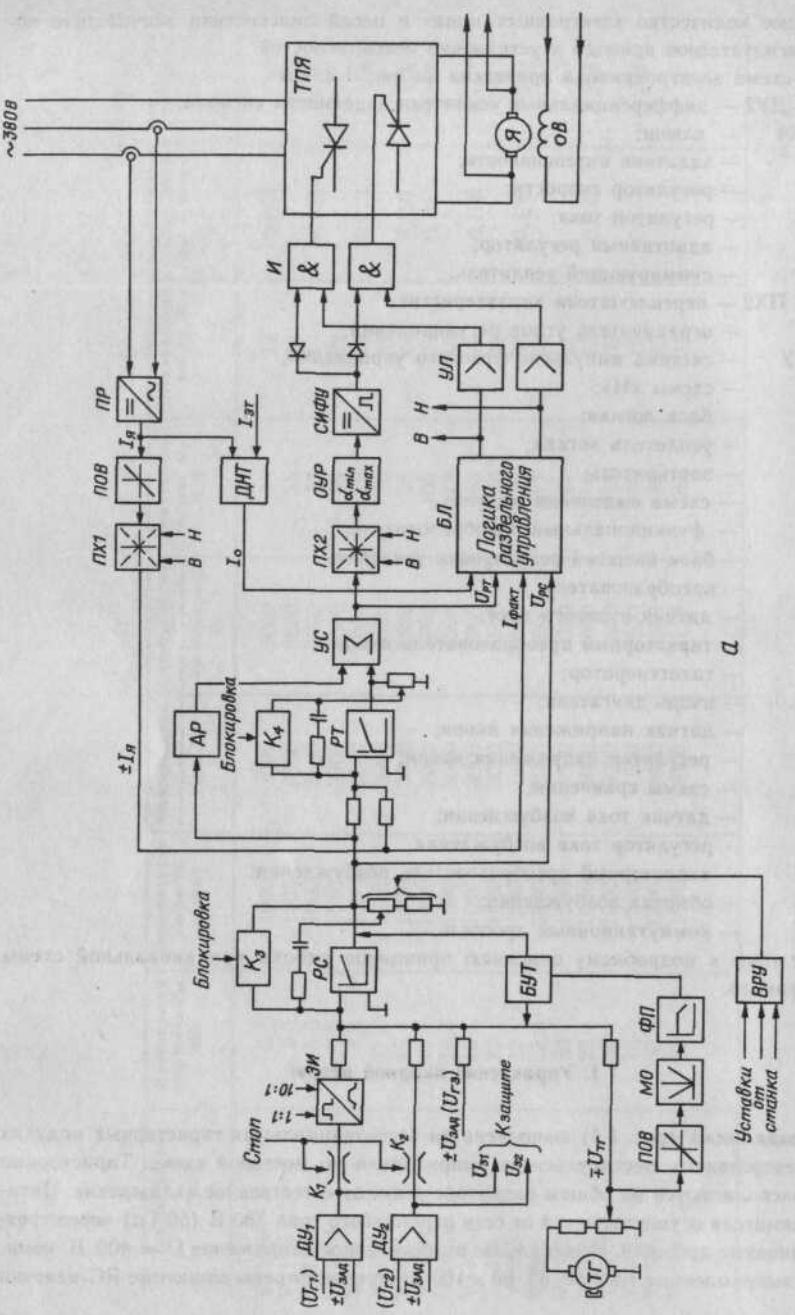


Рис. 1.3. Блок-схема электропривода «Мезоматик-В»:
а — преобразователь управления якорем; б — преобразователь управления возбуждением

от коммутационных перенапряжений. В первичной цепи переменного тока и цепи якоря включены силовые предохранители.

Управление группами преобразователя — раздельное.

Особенностью мостовой трехфазной управляемой схемы выпрямления является необходимость подачи пары управляющих импульсов, смешенных на 60 эл. градусов, что связано с тем обстоятельством, что в мостовой схеме одновременно проводят ток два тиристора, один в анодной, другой в катодной группах и необходимо обеспечить неразрывность цепи при коммутациях вентилей. Подробно это объяснено в гл. 2 при описании силовой схемы преобразователя «Кемтор».

Задатчик интенсивности ЗИ (рис. 1.5) обеспечивает линейное изменение во времени входного сигнала регулятора скорости РС вне зависимости от скорости изменения задающего напряжения на его входе, что позволяет получить плавность разгона и торможения и исключить броски тока в переходных режимах.

При использовании ЗИ задающее напряжение подается на вход дифференциального усилителя НА1 [1].

Таблица 1.2

Режим	Элемент		Полевой транзистор			
	вход	выход	DD4(1)	DD4(2)	DD4(3)	DD4(4)
СТАРТ	1	0	Открыт	Закрыт	Открыт	Закрыт
СТОП	0	1	Закрыт	Открыт	Закрыт	Открыт

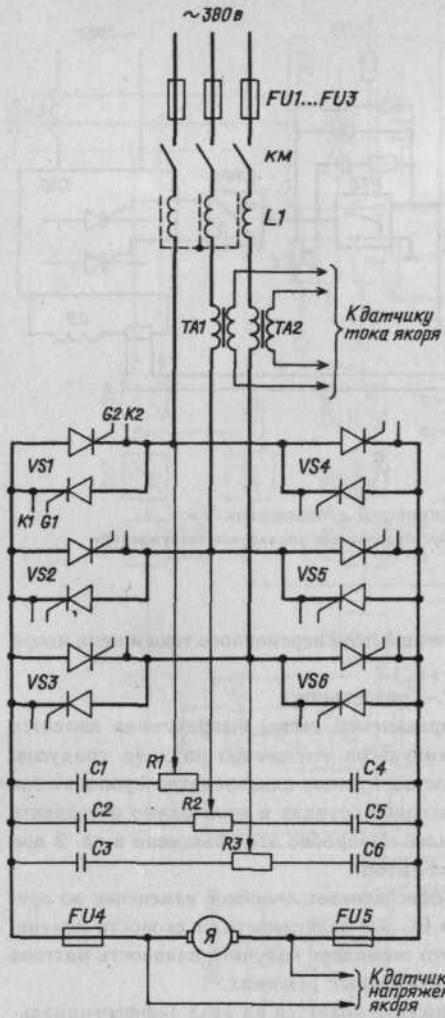


Рис. 1.4. Силовая схема преобразователя якоря

— скачкообразное десятикратное внешнее увеличение времени интегрирования путем подачи напряжения +24 В на вход XC1/6 цепи инвертирующего входа NA2(1). При этом открываются полевые транзисторы DD2(1), DD2(2) и закрывается DD2(3). Параллельно конденсатору C7 подключается конденсатор C6;

— скачкообразное внешнее уменьшение времени интегрирования до нуля путем подачи напряжения +24 В на вход XC1/4 цепи инвертирующего входа ОУ NA2(7).

На выходе усилителя NAI(1) предусмотрен ключ на полевых транзисторах DD4, блокирующий вход задатчика интенсивности при поступлении сигнала СТОП на вход логического элемента DD1(4) от схемы логики блокирования (см. рис. 1.20).

Рабочее и нерабочее состояния транзисторов показаны в табл. 1.2.

Задатчик интенсивности выполнен на трех операционных усилителях (ОУ) — сумматоре-ограничителе NA3(1), инверторе NA3(7) и интеграторе NA4(6). При скачкообразном изменении напряжения на входе сумматора происходит линейное изменение напряжения на выходе ОУ NA4(6) за счет заряда конденсатора С7. Линейно-нарастающее напряжение по цепи обратной связи R39 с обратным знаком снова подается на вход ОУ NA4(6). При равенстве напряжений на входах R15 и R39 ОУ NA3(1) происходит запоминание (фиксация) выходного напряжения интегратора NA4(6) на уровне напряжения задания. Напряжение на выходах NA3(1) и NA3(7) при этом колеблется около нуля. Балансировка ЗИ осуществляется потенциометром RPI в цепи входа ОУ NA3(1).

Скорость нарастания выходного напряжения можно регулировать тремя цепями:

— плавное изменение в диапазоне 1:10 потенциометром RP2 путем регулирования напряжения на входе интегратора;

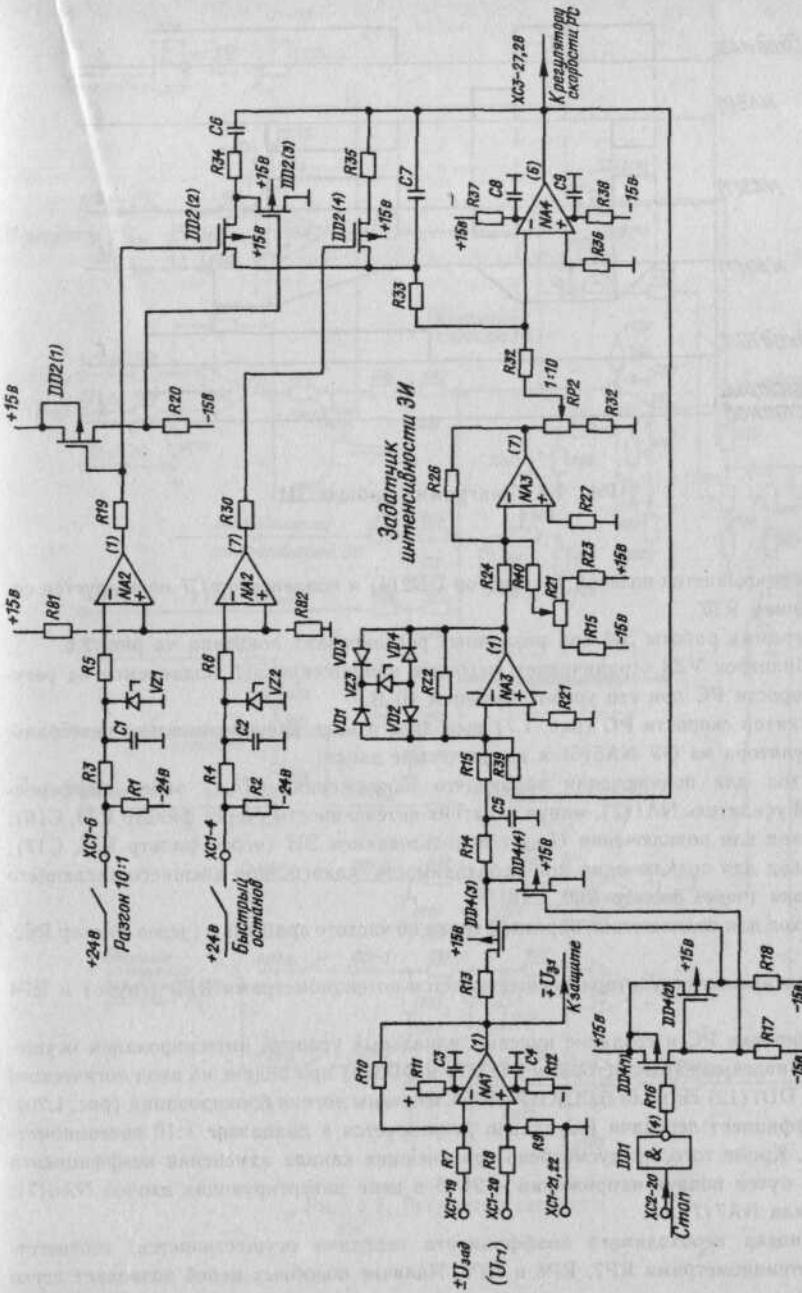


Рис. 1.5. Задатчик интенсивности

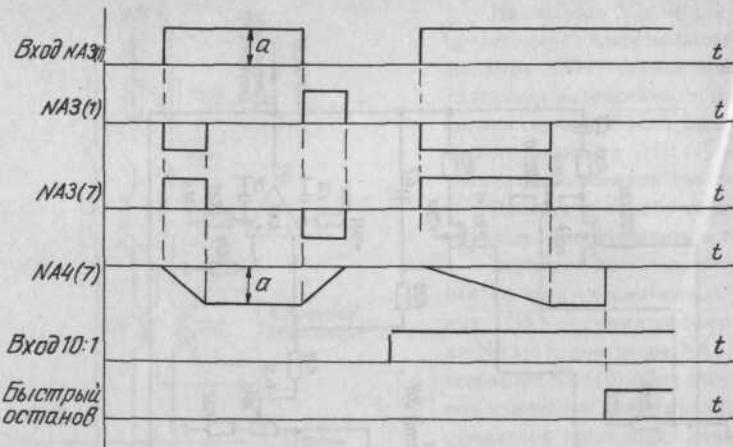


Рис. 1.6. Диаграмма работы ЗИ

При этом открывается полевой транзистор DD2(4) и конденсатор C7 шунтируется со-противлением R35.

Диаграмма работы ЗИ при различных регулировках показана на рис. 1.6.

Стабилитрон VZ3 ограничивает выходное напряжение ЗИ, подаваемое на регулятор скорости РС при его уровне большем 10 В.

Регулятор скорости РС (рис. 1.7) выполнен в виде пропорционально-интегрального регулятора на ОУ NA5(6) и имеет четыре входа:

- 1) вход для подключения задающего напряжения $\pm U_{\text{зад}}$ через дифференциальный усилитель NA1(7), минуя задатчик интенсивности (через фильтр R48, C16);
- 2) вход для подключения $U_{\text{зад}}$ с использованием ЗИ (через фильтр R58, C17);
- 3) вход для подключения при необходимости какого-либо внешнего задающего воздействия (через фильтр R60, C18);
- 4) вход для подключения обратной связи по частоте вращения (через фильтр R62, C19).

Балансировка регулятора осуществляется потенциометрами RP5 (грубо) и RP4 (точно).

Блокировка РС и создание нулевых начальных условий интегрирования осуществляется полевыми транзисторами DD3(2) и DD3(3) при подаче на вход логического элемента DD1(12) сигнала БЛОКИРОВКА из схемы логики блокировки (рис. 1.20).

Коэффициент передачи РС плавно регулируется в диапазоне 1:10 потенциометром RP6. Кроме того, предусмотрено три внешних канала изменения коэффициента передачи путем подачи напряжения +24 В в цепи инвертирующих входов NA6(7), NA7(1) или NA7(7).

Установка необходимого коэффициента передачи осуществляется, соответственно, потенциометрами RP7, RP8 и RP9. Наличие подобных цепей позволяет легко

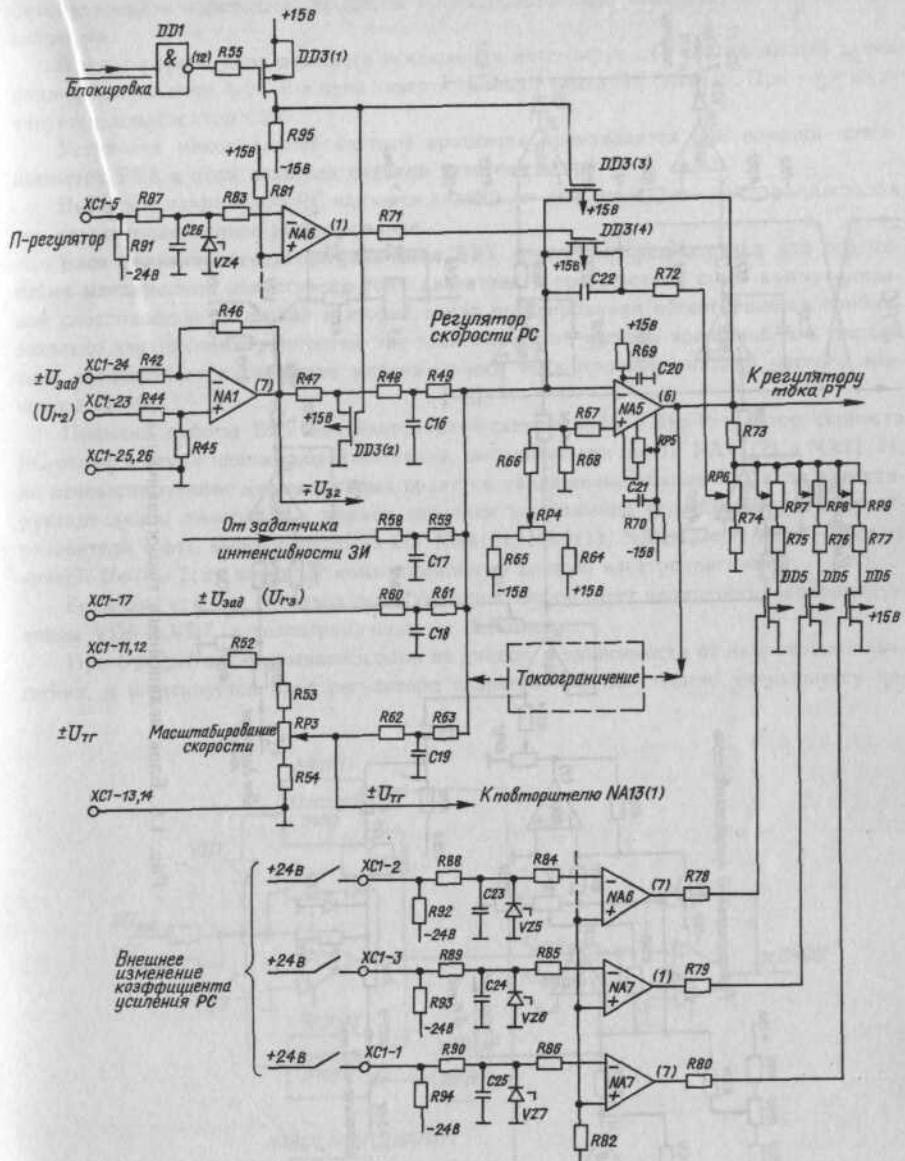


Рис. 1.7. Регулятор скорости

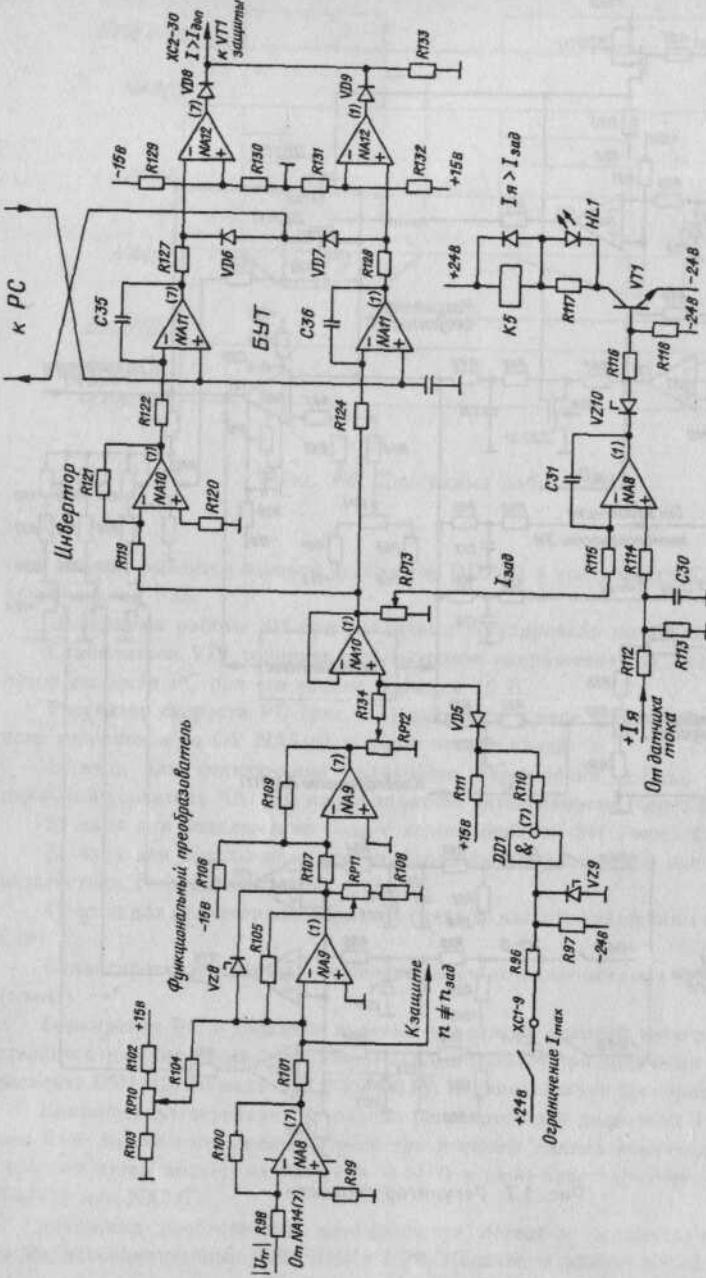


Рис. 1.8. Блок нелинейного токоограничения

оптимизировать переходные процессы при использовании многоскоростных коробок скоростей.

Предусмотрена цепь внешнего исключения интегрирующей составляющей путем подачи напряжения +24 В в цепь инвертирующего входа ОУ НА6(1). При этом шунтируется конденсатор С22.

Установка максимальной частоты вращения производится при помощи потенциометра РР3 в цепи делителя сигнала тахогенератора.

Выходное напряжение РС является задающим для регулятора тока, осуществляя тем самым подчиненное регулирование.

Блок управляемого токоограничения БУТ (рис. 1.8) предназначен для ограничения максимально допустимого тока двигателя в соответствии с его коммутационной способностью. В первой и второй зонах регулирования обеспечивается приблизительно двукратное ограничение, вне зависимости от частоты вращения, а в третьей зоне обеспечивается снижение максимального тока пропорционально частоте вращения до 30%.

Принцип работы БУТ поясняется блок-схемой (рис. 1.9). Регулятор скорости РС охвачен двумя цепями обратной связи, выполненными на ОУ НА11(7) и НА11(1), на неинвертирующие входы которых подается напряжение выхода РС, а на инвертирующие входы инверсное и прямое значения напряжения функционального преобразователя $U_{\Phi П}$, выполненного на ОУ НА8(7), НА9(1), НА9(7) и НА10(1). Форма кривой $U_{\Phi П} = f(n)$ копирует коммутационную кривую электродвигателя.

Если $U_{PC} < U_{\Phi П}$, то выход цепей обратной связи имеет полярность, запирающую диоды VD6 и VD7, и токоограничение не работает.

При $U_{PC} > U_{\Phi П}$ открывается один из диодов, в зависимости от направления вращения, и шунтируется вход регулятора скорости. Соответственно уменьшается на-

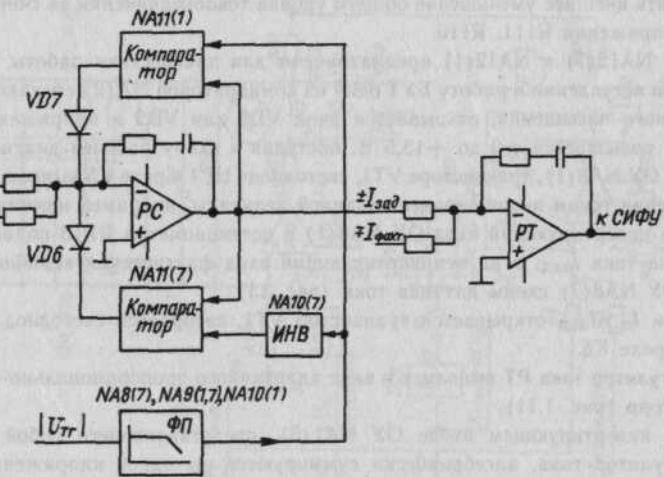


Рис. 1.9. Блок-схема токоограничения

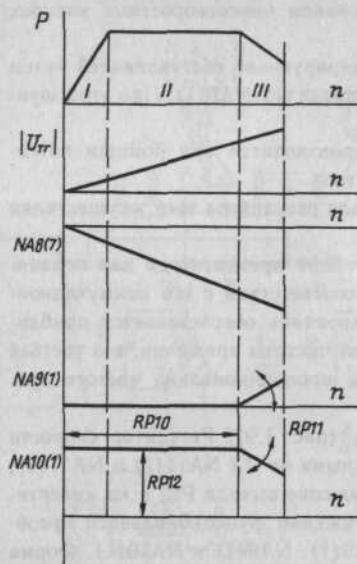


Рис. 1.10. Диаграмма работы функционального преобразователя

пряжение на выходе РС и происходит ограничение величины тока.

Принцип формирования зависимости $U_{\text{ФП}} = f(n)$ поясняется рис. 1.10.

На вход инвертора NA8(7) подается модуль напряжения тахогенератора с ОУ NA14(7) (рис. 1.23). На инвертирующем входе NA9(1) суммируются два напряжения — положительное смещение с потенциометром RP10 и отрицательное напряжение тахогенератора. При $U_{\text{CM}} > U_{\text{NA8}(7)}$ стабилитрон VZ8 в цепи обратной связи NA9(1) открыт и напряжение на его выходе близко к нулю. При $U_{\text{NA8}(7)} > U_{\text{CM}}$ напряжение на выходе NA9(1) растет пропорционально частоте вращения. Наклон характеристики регулируется изменением коэффициента передачи усилителя потенциометром RP11. Напряжение на выходе ОУ NA9(7) в 1-й и 2-й зонах регулирования определяется смещением -15 В , подаваемым через резистор R106, в 3-й зоне выходное напряжение NA9(7) падает с ростом частоты вращения. Общий уровень токоограничения регулируется потенциометром RP12. Операционный усилитель NA10(1) представляет собой повторитель, а ОУ NA10(7) — инвертор.

Подачей напряжения $+24 \text{ В}$ на вход логического элемента DDI(7) можно осуществлять внешнее уменьшение общего уровня токоограничения за счет работы делителя напряжения R111, R110.

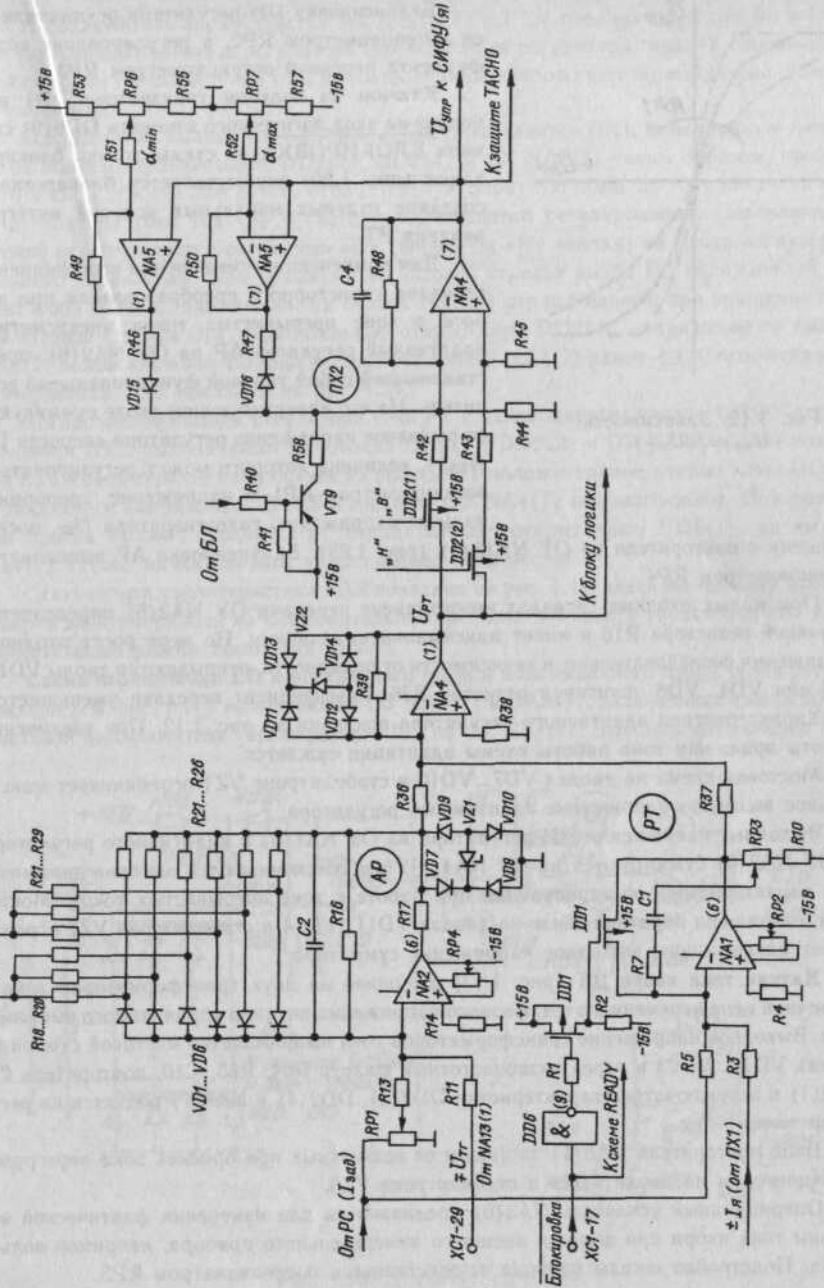
ОУ NA12(7) и NA12(1) предназначены для диагностики работы токоограничения. При вступлении в работу БУТ один из компараторов NA12 переключается до положительного насыщения, открывается диод VD8 или VD9 и напряжение на выходе XC2/30 повышается с 0 до $+13,5 \text{ В}$, поступая в схему рабочей диагностики.

На ОУ NA8(1), транзисторе VT1, светодиоде HL1 и реле K5 выполнена индикация достижения током якоря заранее заданной величины, например номинального значения. На инвертирующем вход ОУ NA8(1) с потенциометром RP13 подается заданная величина тока $I_{\text{зад}}$, а на неинвертирующий вход фактическая величина тока якоря I_a от ОУ NA8(7) схемы датчика тока (рис. 1.13).

При $I_a > I_{\text{зад}}$ открывается транзистор VT1, загорается светодиод HL1 и включается реле K5.

Регулятор тока РТ выполнен в виде аддитивного пропорционально-интегрального регулятора (рис. 1.11).

На инвертирующем входе ОУ NA1(6), представляющего собой классический ПИ-регулятор тока, алгебраически суммируются выходное напряжение регулятора скорости РС, являющееся величиной задания тока якоря $I_{\text{зад}}$, и напряжение, пропорциональное фактической величине тока I_a .



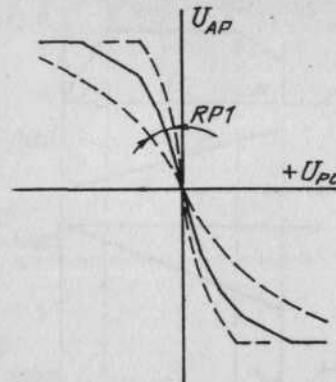


Рис. 1.12. Зависимость
 $U_{AP}=f(U_{pc})$

пающему с повторителя на ОУ NA13(1) (рис. 1.23). Балансировка АР выполняется потенциометром RP4.

При малых входных сигналах коэффициент передачи ОУ NA2(6) определяется величиной резистора R16 и имеет максимальную величину. По мере роста входного напряжения последовательно, в зависимости от полярности, открываются диоды VD1...VD3 или VD4...VD6, шунтируя резистор R16. Коэффициент передачи уменьшается.

Характеристика адаптивного регулятора показана на рис. 1.12. При увеличении частоты вращения зона работы схемы адаптации сужается.

Мостовая схема на диодах VD7...VD10 и стабилитроне VZ1 ограничивает максимальное выходное напряжение адаптивного регулятора.

Выходные напряжения ПИ-регулятора на ОУ NA1(6) и адаптивного регулятора на ОУ NA2(6) суммируются на ОУ NA4(1), чем обеспечиваются высокие динамические характеристики электропривода при работе в зоне прерывистых токов. Мостовая схема в цепи обратной связи на диодах VD11...VD14 и стабилитроне VZ2 ограничивает максимальное выходное напряжение сумматора.

Датчик тока якоря ДТ (рис. 1.13) выполнен на двух трансформаторах тока в первичной цепи переменного трехфазного напряжения питания управляемого выпрямителя. Выходное напряжение трансформаторов тока выпрямляется мостовой схемой на диодах VD18...VD23 и через низкочастотный фильтр R64, R65, C10, повторитель ОУ NA8(1) и переключатель характеристик DD2(3), DD2(4) и NA8(7) подается на регулятор тока.

Вход повторителя NA8(1) защищен от возможных при бросках тока перегрузок ограничителем на диоде VD24 и стабилитроне VZ3.

Операционный усилитель NA3(6) предназначен для измерения фактической величины тока якоря при помощи внешнего измерительного прибора, например вольтметра. Подстройка шкалы прибора осуществляется потенциометром RP5.

Балансировка ПИ-регулятора осуществляется потенциометром RP2, а регулирование коэффициента передачи потенциометром RP3.

Ключом на полевом транзисторе DD1 при подаче на вход логического элемента DD6(9) сигнала БЛОКИРОВКА из схемы логики блокировки (рис. 1.20) осуществляется блокировка и создание нулевых начальных условий интегрирования РТ.

Для компенсации уменьшения коэффициента передачи тиристорного преобразователя при работе в зоне прерывистых токов предусмотрен адаптивный регулятор АР на ОУ NA2(6), представляющий собой типовой функциональный усилитель. На его инвертирующем входе суммируются выходное напряжение регулятора скорости РС ($I_{зад}$), величина которого может регулироваться потенциометром RP1, и напряжение, пропорциональное напряжению тахогенератора U_{tg} , поступающему с повторителя на ОУ NA13(1) (рис. 1.23). Балансировка АР выполняется потенциометром RP4.

Переключатель характеристик ПХ (рис. 1.11 и 1.13) предназначен для согласования реверсивных выходов регулятора скорости РС и регулятора тока РТ с однополярным выходом схемы датчика тока и однополярным входом системы импульсно-фазового управления.

Согласование выхода РС и выхода ДТ осуществляется ПХ1, выполненным ключами на полевых транзисторах DD2(3), DD2(4) и ОУ NA8(7) таким образом, чтобы в статическом режиме обеспечить отрицательную обратную связь по току якоря на входе регулятора тока NA1(6) в системе подчиненного регулирования. Переключение ключей осуществляется сигналами «В» (вперед) и «Н» (назад) из блока логики раздельного управления. При вращении по часовой стрелке выход РС положителен, открыт ключ DD2(3), напряжение на выходе NA8(7) отрицательное; при вращении против часовой стрелки U_{pc} отрицательное, открыт ключ DD2(4), напряжение на выходе NA8(7) положительное. Коэффициент передачи ОУ NA8(7) равен +1. Статическая характеристика ПХ1 показана на рис. 1.14.

Согласование выхода регулятора тока РТ с однополярным входом СИФУ осуществляется ПХ2, выполненным на ключах DD2(1), DD2(2) и ОУ NA4(7). При вращении по часовой стрелке напряжение на выходе РТ положительное, открыт ключ DD2(2), управляющее напряжение СИФУ на выходе ОУ NA4(7) положительное. При вращении против часовой стрелки U_{pt} отрицательное, открыт ключ DD2(1), на выходе NA4(7) также положительное управляющее напряжение.

Статическая характеристика ПХ2 показана на рис. 1.14, здесь же показан процесс реверса электропривода из выпрямительного режима комплекта тиристоров «В» в выпрямительный режим комплекта «Н».

Схема ограничения СО минимального α_{min} и максимального α_{max} углов регулирования (см. рис. 1.11) выполнена на ОУ NA5(1) и NA5(7), включенных в цепи обратной связи переключателя характеристик ПХ2 на ОУ NA4(7). Выходное напряжение ПХ2,

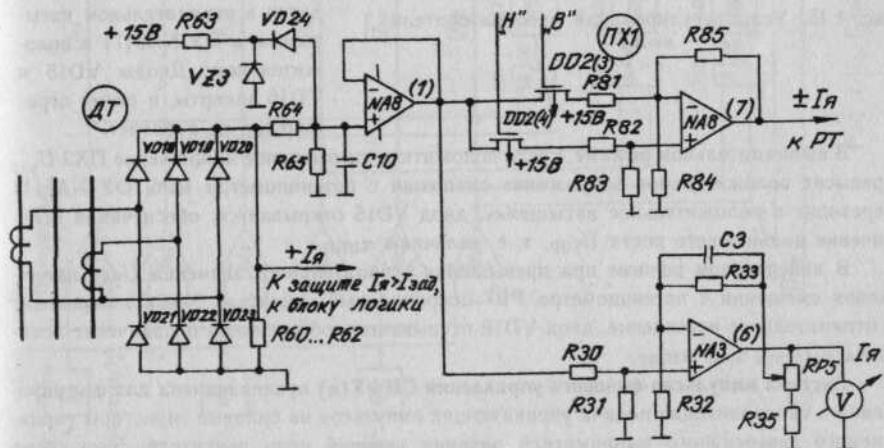


Рис. 1.13. Датчик тока якоря

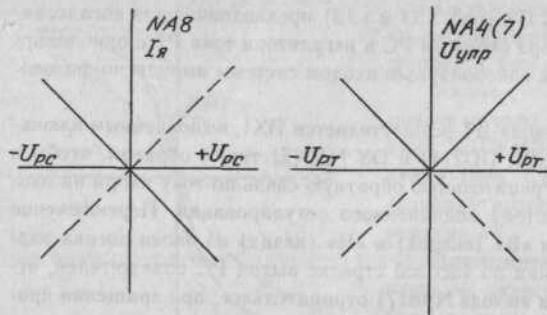


Рис. 1.14. Статические характеристики ПХ1 и ПХ2

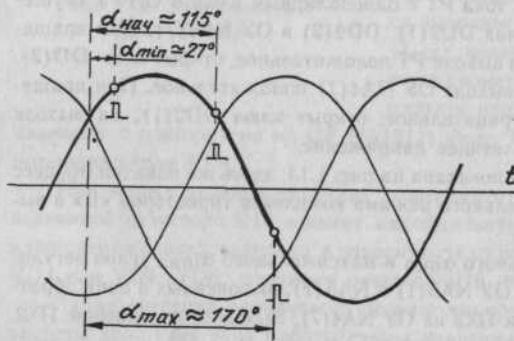


Рис. 1.15. Углы регулирования преобразователя якоря

$U_{\text{упр}}$, является управляющим для системы импульсно-фазового управления. В выпрямительном режиме это напряжение всегда положительное $+U_{\text{упр}}$ и на входе управляющего органа СИФУ вычитается из отрицательного напряжения смещения, обеспечивая сдвиг управляющих импульсов влево до α_{min} . В инверторном режиме $U_{\text{упр}}$ отрицательно, складывается с напряжением смещения, обеспечивая максимальный угол управления α_{max} . Начальный угол регулирования $\alpha_{\text{нач}}$ при $U_{\text{упр}}=0$ определяется величиной напряжения смещения (рис. 1.15).

Рассмотрим работу схемы ограничения. В рабочей зоне углов регулирования под действием напряжений смещения, снимаемых с потенциометров RP6 (α_{min}) и RP7 (α_{max}), ОУ NA5(1) находится в отрицательном насыщении, а ОУ NA5(7) в положительном. Диоды VD15 и VD16 заперты, и схема ограничения не работает.

В выпрямительном режиме, когда положительное выходное напряжение ПХ2 $U_{\text{упр}}$ превысит положительное напряжение смещения с потенциометром RP6, ОУ NA5(1) переходит в положительное насыщение, диод VD15 открывается, обеспечивая ограничение дальнейшего роста $U_{\text{упр}}$, т. е. величины α_{min} .

В инверторном режиме при превышении отрицательного значения $U_{\text{упр}}$ напряжения смещения с потенциометром PR7 операционный усилитель NA5(7) переходит в отрицательное насыщение, диод VD16 открывается, обеспечивая ограничение величины $-U_{\text{упр}}$, т. е. α_{max} .

Система импульсно-фазового управления СИФУ(я) предназначена для формирования и синхронизации подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры управляемого реверсивного выпрямителя питания якорной цели двигателя. Блок-схема СИФУ(я) показана на рис. 1.16, а полная принципиальная схема на рис. 1.17.

Рассмотрим работу одного канала СИФУ.

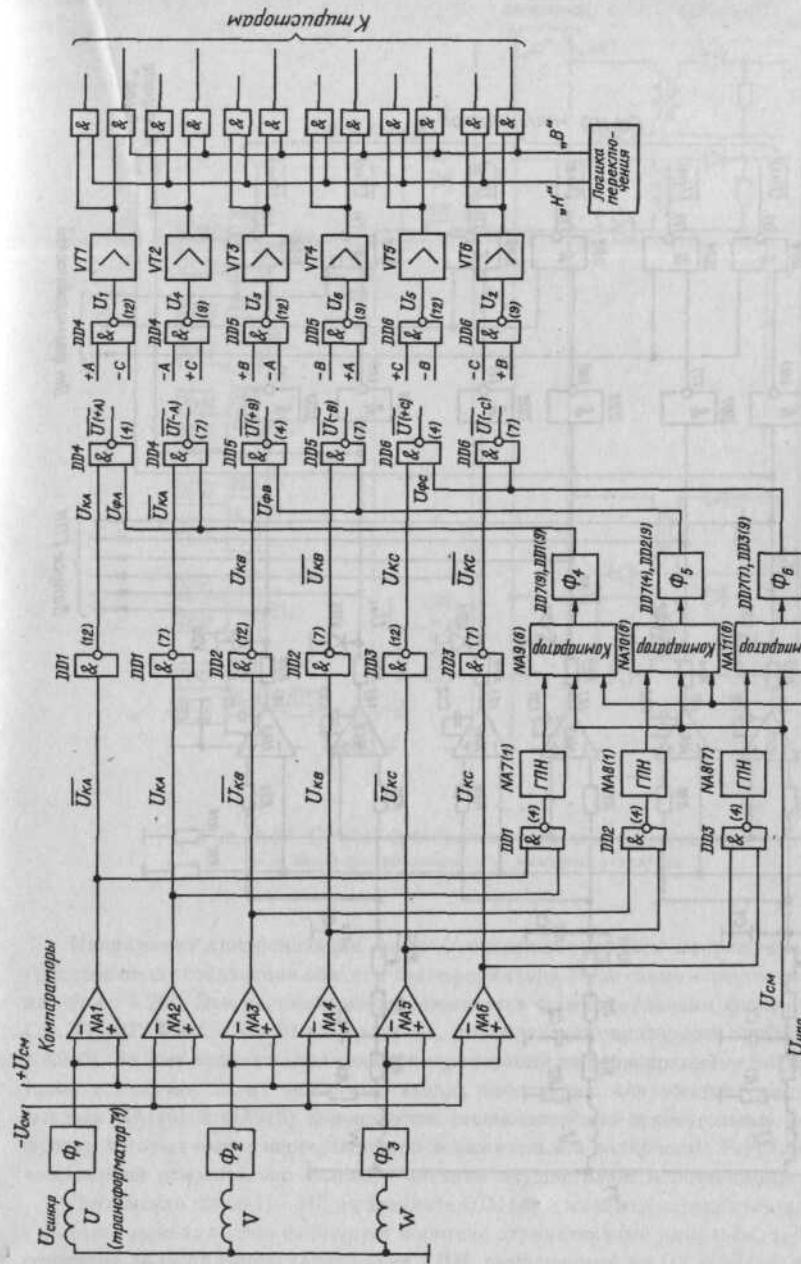


Рис. 1.16. Блок-схема СИФУ преобразователя якоря

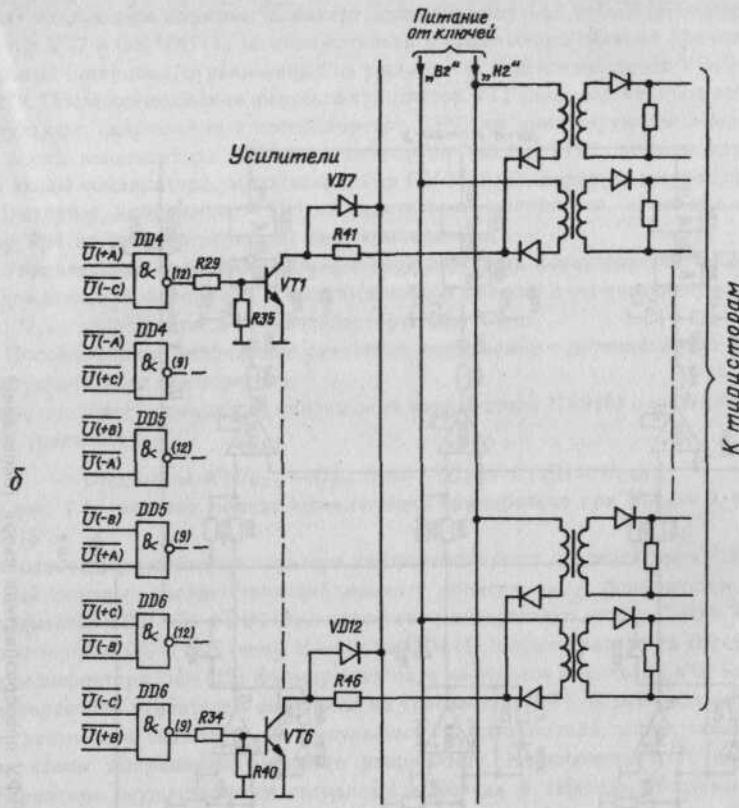
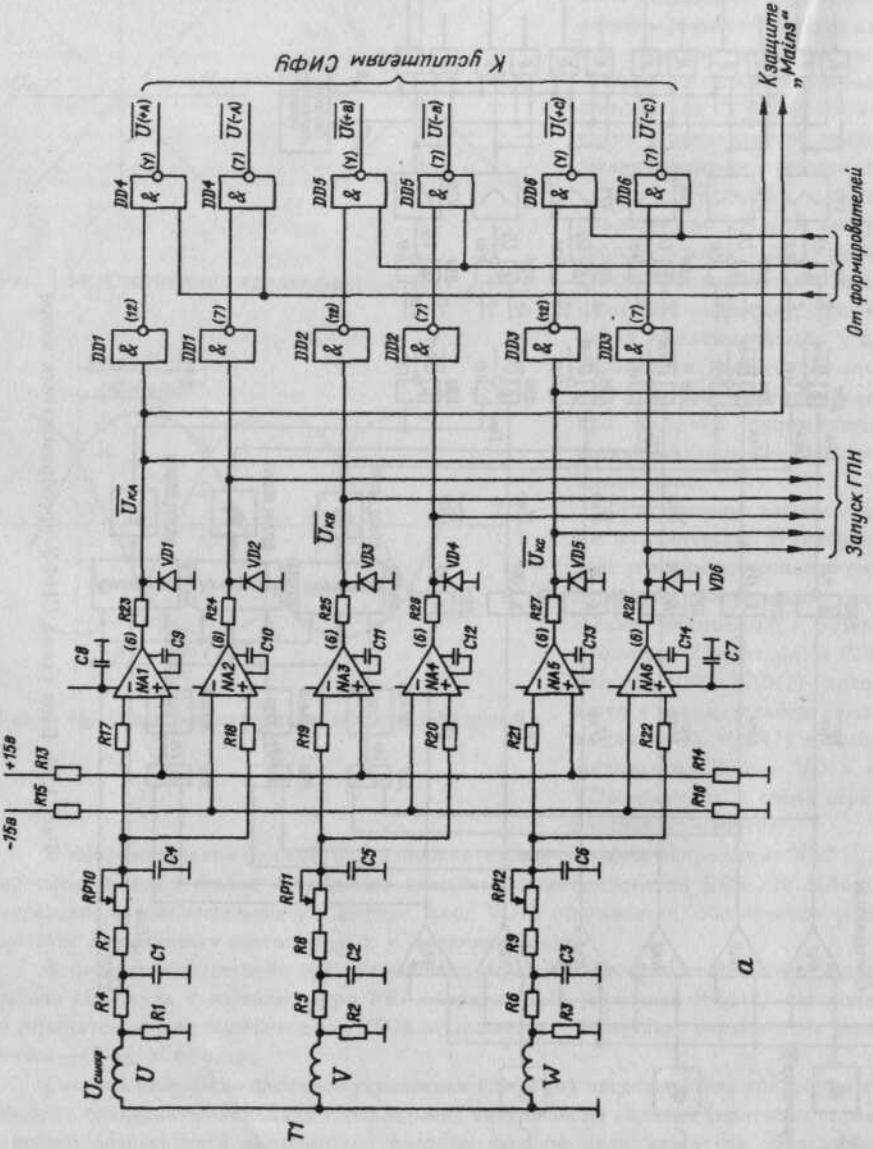


Рис. 1.17. СИФУ преобразователя якоря (начало):
 а — канал синхронизации; б — выходные усилители

Напряжение синхронизации фазы U опережает силовое напряжение на 30 эл. градусов ввиду соединения обмоток трансформатора T1 по схеме «треугольник — звезда» (рис. 1.28). Это напряжение задерживается фазосдвигающим фильтром R1, R4, C1, R7, RP10 и C4 на 60 эл. градусов, управляя компараторами на ОУ NA1(6) и NA2(6). За счет подачи напряжения синхронизации на разнополярные входы компараторов и наличия на их инверсных входах небольшого напряжения смещения — на выходах NA1(6) и NA2(6) формируются взаимоинверсные прямоугольные напряжения, фронты которых имеют перекрытия при положительной полярности. Регулировка фазы напряжений относительно силового питания осуществляется потенциометром RP10.

Логическая схема И-НЕ на элементе DD1(4) в моменты перекрытия напряжений с выходов компараторов формирует короткие отрицательные импульсы, запускающие генератор пилообразного напряжения ГПН, выполненный на ОУ NA7(1). Его работа

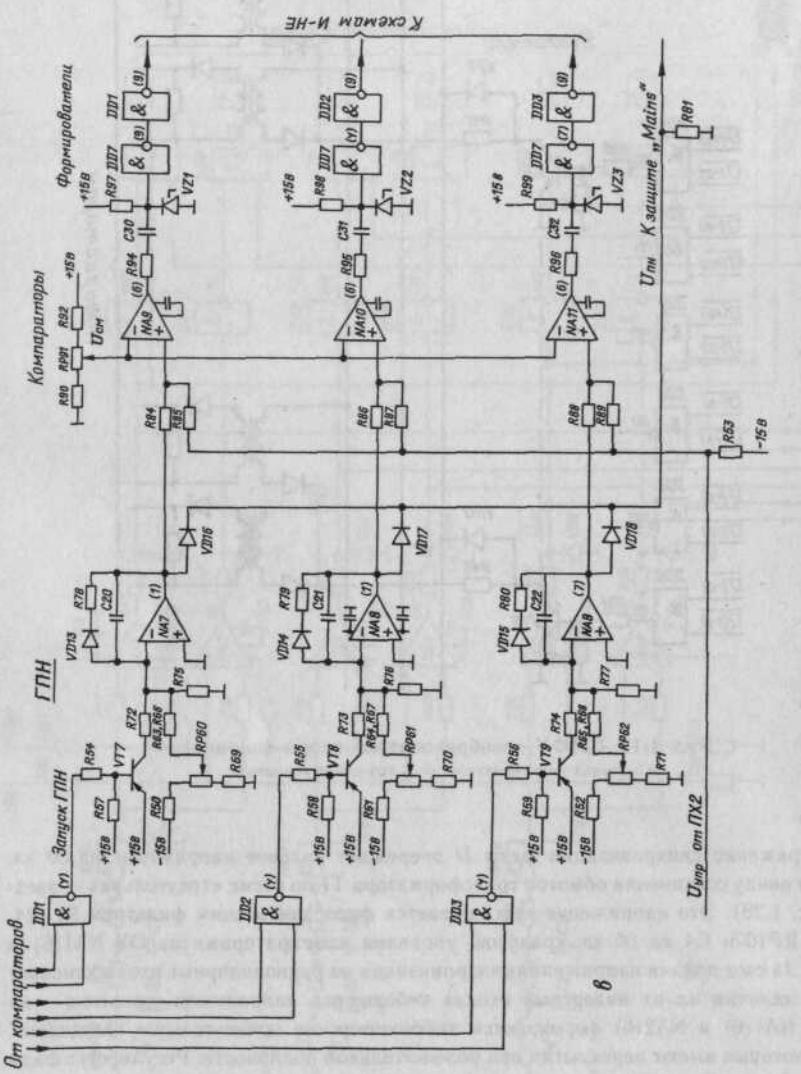


Рис. 1.17. СИФУ преобразователя якоря (окончание):
а — канал преобразований напряжения — фаза

протекает следующим образом: в момент прихода импульса с DD1(4) открывается транзистор VT7 и ОУ NA7(1) от положительного напряжения питания принимает отрицательный потенциал, ограниченный на уровне -5 В цепочкой диода VD13 и резистора R78. После исчезновения импульса транзистор VT7 закрывается и под действием отрицательного напряжения с потенциометра RP60 на инвертирующем входе начинается заряд конденсатора C20. Напряжение на выходе ГПН линейно нарастает.

На входы компаратора, выполненного на ОУ NA9(6), подается три напряжения:
1. Выходное напряжение ГПН положительной полярности, подаваемое через резистор R84 на неинвертирующий вход компаратора.

2. Управляющее напряжение $U_{\text{упр}}$ с переключателя характеристик ПХ2, имеющее положительную полярность в выпрямительном режиме и отрицательную в инверторном. $U_{\text{упр}}$ подается также на неинвертирующий вход.

3. Положительное напряжение смещения, подаваемое с потенциометра RP91 на инвертирующий вход компаратора.

Итак, полярность выходного напряжения компаратора NA9(6) определяется следующим уравнением:

$$U_{\text{NA9}(6)} = K(U_{\text{вх+}} - U_{\text{вх-}}) = K(U_{\text{см}} - U_{\text{ГПН}} \mp U_{\text{упр}}).$$

На рис. 1.18. показан момент переключения компаратора при $U_{\text{упр}} = 0$, т. е. при $\alpha_{\text{нач}} \approx 115^\circ$.

Выходное напряжение компаратора дифференцируется конденсатором C30. Отрицательный импульс, соответствующий моменту времени $\alpha_{\text{нач}}$, формируется логическими элементами DD7(9) и DD1(9) и подается на внутреннюю логику СИФУ, состоявшую из инвертора DD1(12), схемы И—НЕ на DD4(4) и дешифратора на DD4(12). На выходе дешифратора DD4(12) формируется пара импульсов со сдвигом в 60 эл. градусов, управляющая усилителем импульсов на транзисторе VT1. В цепи коллектора силового транзистора включены два импульсных трансформатора, управляющие тиристорами схемы выпрямления якорного напряжения. Подключение того или иного трансформатора осуществляется сигналами «Вперед» и «Назад» от схемы логики раздельного управления.

Диаграмма работы канала СИФУ фазы U показана на рис. 1.18.

Каналы фаз V и W работают аналогично.

Принцип построения внутренней схемы логики управления силовыми усилителями СИФУ основан на последовательности работы тиристоров в процессе работы схемы выпрямления (рис. 1.18): 1 — тиристор фазы A ; 2 — тиристор инверсной фазы \bar{C} ; 3 — B ; 4 — \bar{A} ; 5 — C и 6 — \bar{B} . Тогда

$$\text{для тиристора фазы } A \quad U_1 = U(+A) + U(-C) = \overline{U(+A)} \cdot \overline{U(-C)};$$

$$\gg \text{фазы } B \quad U_3 = U(+B) + U(-A) = \overline{U(+B)} \cdot \overline{U(-A)};$$

$$\gg \text{фазы } C \quad U_5 = U(+C) + U(-B) = \overline{U(+C)} \cdot \overline{U(-B)};$$

$$\gg \text{фазы } \bar{A} \quad U_4 = U(-A) + U(+C) = \overline{U(-A)} \cdot \overline{U(+C)};$$

$$\gg \text{фазы } \bar{B} \quad U_6 = U(-B) + U(+A) = \overline{U(-B)} \cdot \overline{U(+A)};$$

$$\gg \text{фазы } \bar{C} \quad U_2 = U(-C) + U(+B) = \overline{U(-C)} \cdot \overline{U(+B)},$$

где $U(+A)$, $U(-A)$, $U(+B)$, $U(-B)$, $U(+C)$, $U(-C)$ — импульсные сигналы, формируемые в моменты зажигания тиристоров соответствующих фаз со схем И—НЕ DD4(4), DD4(7), ДД5(4), DD5(7), DD6(4) и DD6(7) соответственно.

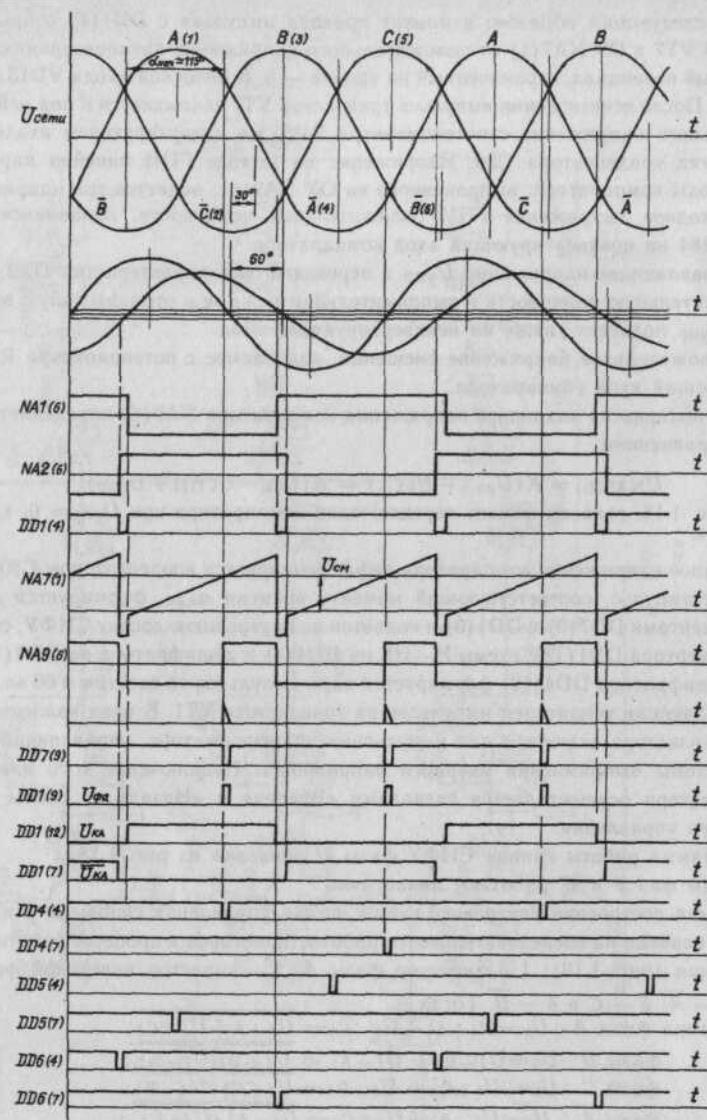


Рис. 1.18. Диаграмма работы СИФУ

Импульсы $U(+A)$ и $U(-A)$ формируются при условии генерирования импульса компаратором и формирователем ГПН фазы A и наличия прямого или инверсного сигнала с компараторов NA1(6), NA2(6) схемы синхронизации, т. е.

$$U(+A) = \overline{U_{KA} \cdot U_{\Phi A}}, \text{ или } \overline{U(+A)} = \overline{U_{KA} \cdot U_{\Phi A}}$$

$$U(-A) = \overline{U_{KA} \cdot U_{\Phi A}}, \text{ или } \overline{U(-A)} = \overline{U_{KA} \cdot U_{\Phi A}}$$

Формирование сигналов $U(+B)$, $U(-B)$, $U(+C)$ и $U(-C)$ происходит аналогично.

Регулировочная характеристика СИФУ показана на рис. 1.19. Согласование групп вентилей осуществляется при угле $\alpha_{\text{нач}} \approx 115^\circ$, регулирование в выпрямительном режиме возможно до $\alpha_{\min} \approx 25-30^\circ$, в инверторном до $\alpha_{\max} \approx 170^\circ$.

Блок логики БЛ предназначен для осуществления логики раздельного управления комплектами тиристоров реверсивного преобразователя, а также выработка сигналов управления блоками переключателей характеристик ПХ1 и ПХ2.

При раздельном управлении комплектами одновременно может проводить ток только одна группа тиристоров, импульсы управления другой группы в это время блокируются.

Переключателем комплектов управляет логическая цепь (рис. 1.20), ключевым звеном которой является помехозащищенный RS-триггер, выполненный на элементах DD3(4) и DD3(12). Сигналы управления комплектами снимаются с прямого и инверсного выходов триггера, а его переключение выполняется при условии несоответствия полярности заданной величины тока (U_{PC}) с фактической (U_{PT}) и спадании величины тока якоря до нулевого значения, т. е.

$S = \overline{\text{ПЕР}} \cdot I_0$, или $\overline{S} = \overline{\text{ПЕР}} \cdot \overline{I_0}$ и $R = \overline{\text{ПЕР}} \cdot I_0$, или $\overline{R} = \overline{\text{ПЕР}} \cdot \overline{I_0}$, где ПЕР — сигнал переключения комплектов, снимаемый с выхода компаратора NA6(6); I_0 — сигнал «нулевого» значения величины тока якоря, снимаемый с компаратора NA7(6).

Компаратор на ОУ NA7(6), включенный по схеме с положительной обратной связью, представляет собой датчик «нулевого» тока. На его инвертирующем входе происходит сравнение фактической величины тока I_y с некоторым малым отрицательным эталонным значением, снимаемым с потенциометра RP9. При снижении тока якоря меньше этой величины компаратор NA7(6) переходит в состояние положительного насыщения, подавая логическую единицу на входы элементов DD3(7) и DD3(9), разрешая переключение RS-триггера (рис. 1.21). При $I_y > I_0$ переключение комплектов запрещено.

На инвертирующем входе компаратора NA6(6) суммируются два сигнала: задание на ток (U_{PC}) и фактическая величина тока (U_{PT}). Если напряжение задания (U_{PC}) сменит знак, то направление заданного тока не будет совпадать с фактическим, компаратор NA6(6) переключается в положительное или отрицательное состояние насыщения в зависимости от направления реверсирования. Регулятор тока уменьшает ток до нулевого значения I и при $I_y < I_0$ переключается RS-триггер. При этом мгновенно

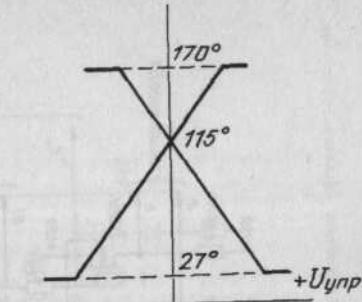
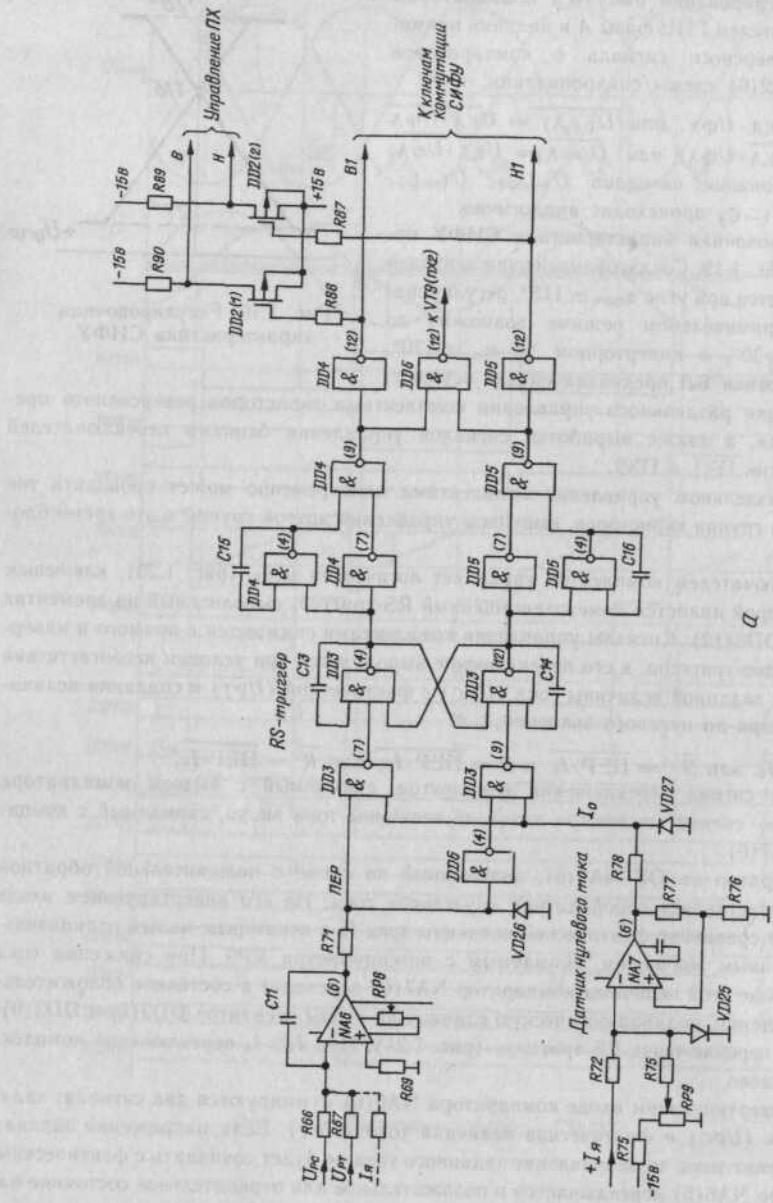
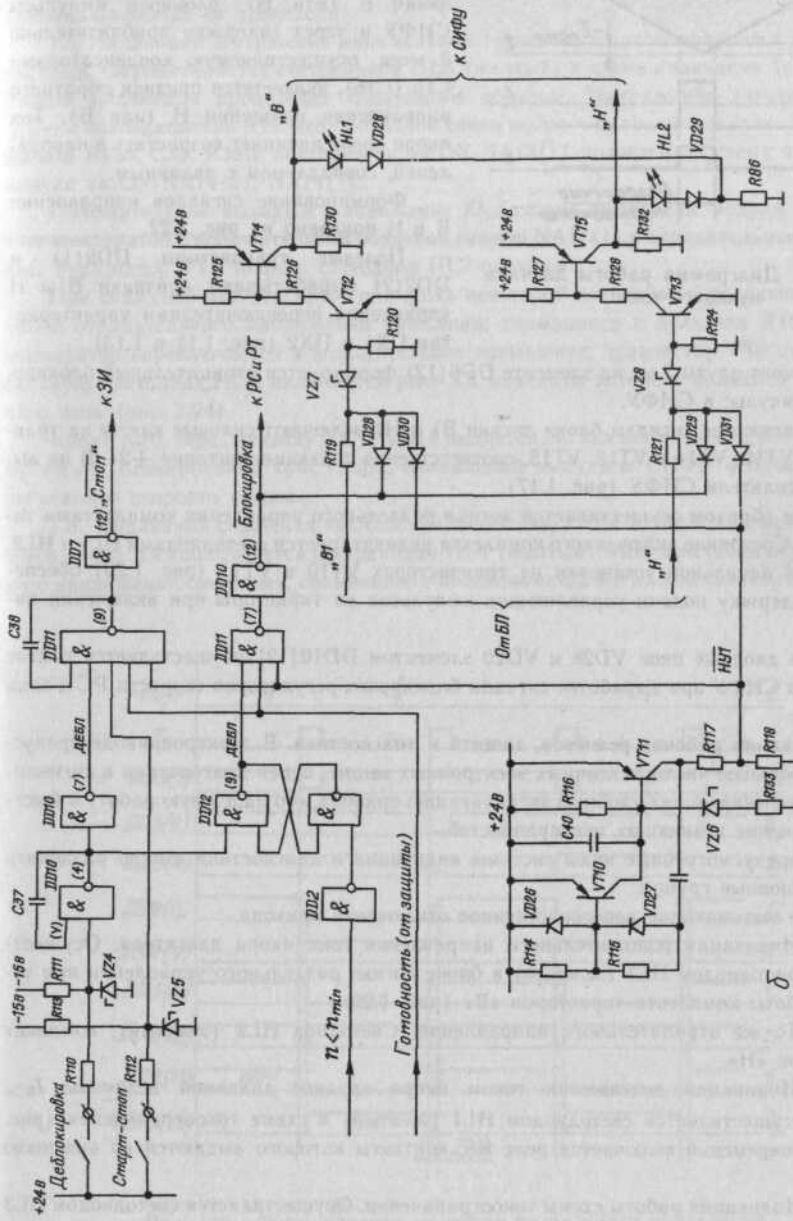


Рис. 1.19. Регулировочная характеристика СИФУ



а



б

Рис. 1.20. Блок логики раздельного управления:
 а — схема формирования сигналов управления переключателями характеристик и сплошными каналами СИФУ, а также сигналов блокировки
 б — формирование сигналов управления

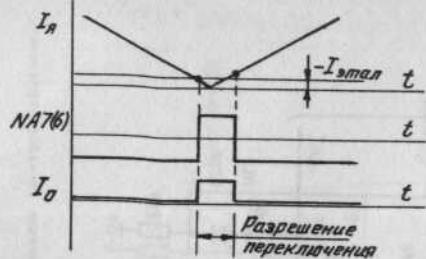


Рис. 1.21. Диаграмма работы датчика нулевого тока

В момент паузы 2 мс на элементе DD6(12) формируется отрицательный блокировочный импульс в СИФУ.

Управляющие сигналы блока логики В1 и Н1 включают силовые ключи на транзисторах VT12, VT14 и VT13, VT15, соответственно подающие питание +24 В на выходные усилители СИФУ (рис. 1.17).

Таким образом осуществляется логика раздельного управления комплектами тиристоров. Состояние включенного комплекта индикируется светодиодами HL1 и HL2.

Схема начальной установки на транзисторах VT10 и VT11 (рис. 1.20) обеспечивает задержку подачи управляющих импульсов на тиристоры при включении питания.

Через диодные цепи VD28 и VD29 элементом DD10[12] осуществляется снятие импульсов СИФУ при выработке сигнала блокировки регуляторов скорости РС и тока РТ.

Индикация рабочих режимов, защита и диагностика. В электроприводе предусмотрено большое число различных электронных защит, цепей диагностики и сигнализации, обеспечивающих удобную эксплуатацию привода, его надежную работу и быстрое устранение возникших неисправностей.

Все предусмотренные виды системы индикации и диагностики можно разделить на две основные группы:

1. Не вызывающие непосредственное отключение привода.

1.1. Индикация положительного направления тока якоря двигателя. Осуществляется светодиодом HL1 (зеленый) в блоке логики раздельного управления при условии работы комплекта тиристоров «В» (рис. 1.20).

1.2. То же отрицательного направления. Светодиод HL2 (зеленый), комплект тиристоров «Н».

1.3. Индикация достижения током якоря заранее заданной величины $I_{ya} > I_{зад}$. Осуществляется светодиодом HL1 (желтый) в схеме токоограничения (рис. 1.8). Одновременно включается реле K5, контакты которого выдаются во внешнюю цепь.

1.4. Индикация работы схемы токоограничения. Осуществляется светодиодом HL3 (желтый) в схеме электронных защит (рис. 1.26). Если время работы токоограничения

(Current limit) не превышает уставки таймера, выполненного по ОУ NA9(1), выключение привода не происходит.

1.5. Индикация достижения минимальной (нулевой) частоты вращения двигателя $n < n_{min}$. Осуществляется светодиодом HL3 (желтый) в схеме индикации (рис. 1.23). Работа индикации происходит следующим образом. Напряжение тахогенератора $\pm U_{tr}$ с потенциометра RP3 цепи обратной связи по частоте вращения (рис. 1.7) через фильтр R135, C33, R36 и повторитель на ОУ NA13(1) подается на схему выделения модуля на ОУ NA14(2), NA14(7).

Положительное выходное напряжение $|U_{tr}|$ схемы выделения модуля переключает компаратор с положительной обратной связью NA17(1) в отрицательное насыщение. Транзистор VT3 закрыт, светодиод HL3 погашен.

При снижении частоты вращения ниже некоторой величины, определяемой величиной отрицательного напряжения смещения, снимаемого с делителя R164—R165, компаратор переключается в положительное насыщение, транзистор VT3 открывается, горит светодиод HL3, включается реле K3, контакты которого подаются во внешнюю цепь (рис. 1.24).

Кроме того, через цепочку R179, VD14 выдается сигнал логической единицы в схему логики блокирования (рис. 1.20), снимающий импульсы СИФУ и блокирующий регуляторы скорости и тока.

1.6. Индикация снижения частоты вращения двигателя до величины менее заданной $n_{дв} < n_x$. Осуществляется светодиодом HL4 (желтый). Под действием отрицательного напряжения смещения, снимаемого с потенциометра RP16, компаратор с положи-

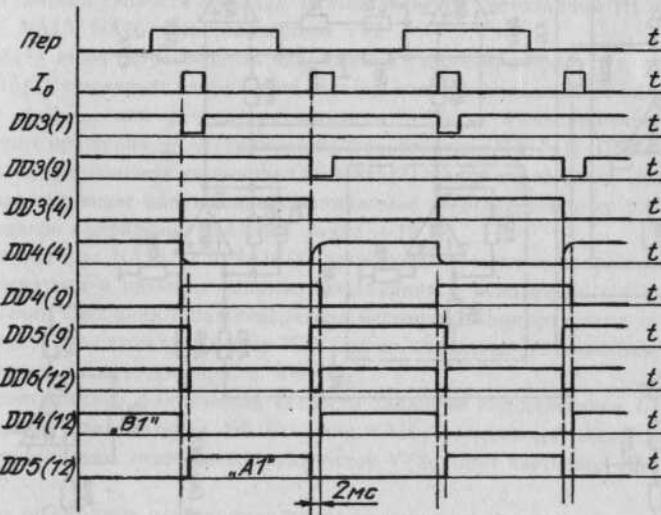
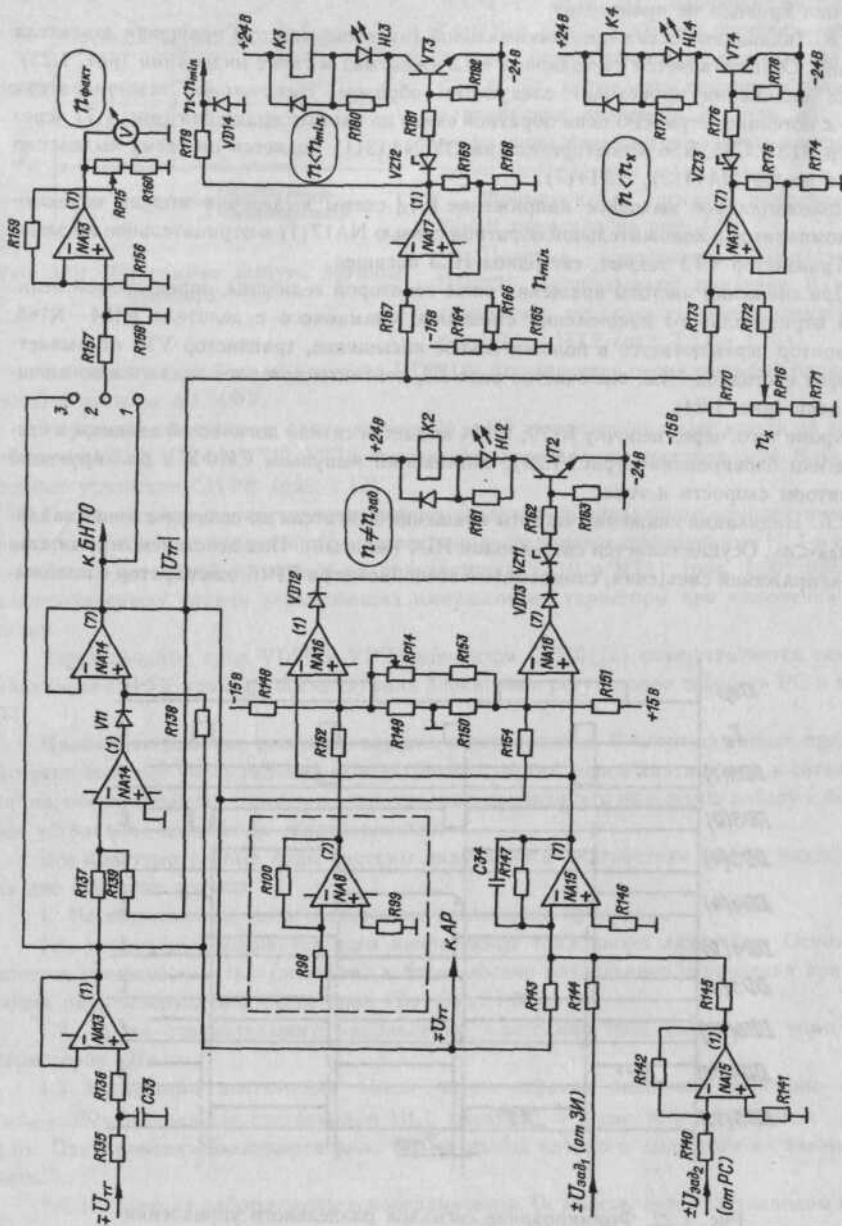


Рис. 1.22. Формирование сигналов раздельного управления комплектами вентилей



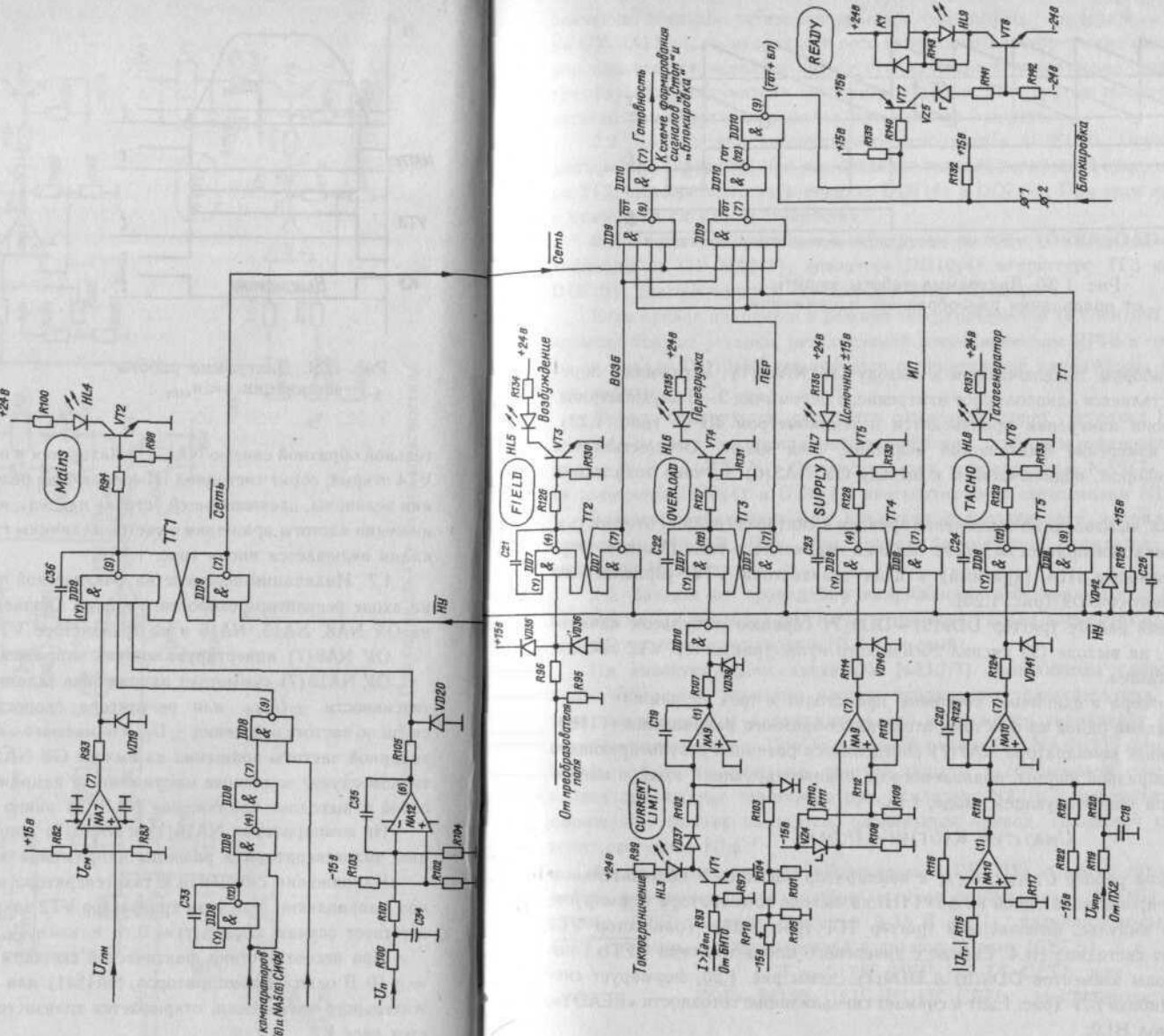


Рис. 1.26. Планировка земельных участков

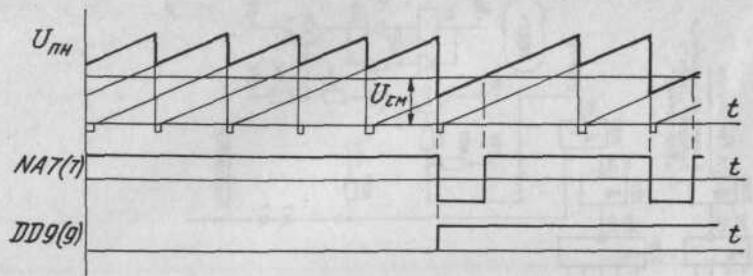


Рис. 1.27. Диаграмма работы защиты от пропадания пилообразного напряжения

измерительным прибором, подключаемым к выходу ОУ NA13(7). Установкой перемычки 1—2 осуществляется однополярное измерение, а перемычки 2—3 двухполярное. Настройка диапазона измерения производится потенциометром RP15 (рис. 1.23).

1.9. Внешнее измерение фактической величины тока якоря. Осуществляется измерительным прибором, подключаемым к выходу ОУ NA3(6) датчика тока якоря (рис. 1.23).

2. Диагностика, вызывающая отключение привода и снятие сигнала «Готовность».

2.1. Диагностика неисправности в цепи питания переменного тока (Mains). Осуществляется светодиодом HL4 (красный) в цепи транзистора VT2, управляемого триггером на элементах DD9 (рис. 1.26).

При нормальной работе триггер DD9(9)—DD9(7) сброшен импульсом начальной установки НУ, на выходе (9) сигнал логического нуля, транзистор VT2 закрыт, светодиод HL4 погашен.

Установка триггера в единичное состояние происходит в трех случаях:

— при пропадании одной из фаз генератора пилообразного напряжения (ГПН). Выходное напряжение компаратора NA7(7) определяется разницей результирующего напряжения пилообразной формы, подаваемого на неинвертирующий вход, и напряжения смещения на инвертирующем входе, т. е.

$$U_{NA7(7)} = K(U_{GPN} - U_{CM}).$$

При нормальной работе $U_{GPN} > U_{CM}$ и компаратор насыщен в положительном направлении. При пропадании одной из фаз ГПН на выходе компаратора формируется отрицательный импульс, включающий триггер ТГ1 (рис. 1.27). Транзистор VT2 открывается, горит светодиод HL4. Сигнал с инверсного плеча триггера СЕТЬ, поступающий на входы элементов DD9(9) и DD9(7) схемы рис. 1.26, формирует сигнал блокировки привода БЛ (рис. 1.20) и снимает сигнализацию готовности «READY», выключая светодиод HL9;

— при неправильном чередовании фаз. Импульс установки триггера формируется схемой, выполненной на логических элементах DD8 (рис. 1.26). В приводах, выпускаемых в настоящее время, данная защита исключена;

— при снижении напряжения питания на величину более 20% от номинального

значения. Импульс установки триггера формируется интегрирующим компаратором на ОУ NA12(6), на входах которого сравниваются напряжение смещения от стабилизированного источника питания и отрицательного напряжения с однополупериодного трехфазного выпрямителя источника питания. Интегратор исключает срабатывание защиты при коротких провалах питания или помехах.

2.2. Диагностика неисправности возбудителя (FIELD). Осуществляется светодиодом HL5 (красный) при исчезновении сигнала логической единицы на входе триггера ТГ2, выполненного на элементах DD7(4) и DD7(7). При этом привод блокируется и снимается сигнал «Готовность».

2.3. Защита от длительной перегрузки по току (OVERLOAD). Осуществляется таймером на ОУ NA9(1), инверторе DD10(4) и триггере ТГ3 на ОУ DD7(12) — DD7(9), диагностируется светодиодом HL6 (красный).

Если привод находится в режиме токоограничения (CURRENT LIMIT) в течение времени больше уставки, регулируемой потенциометром RP10 в пределах 0,5—5,5 с, то на выходе DD10(4) формируется отрицательное напряжение, включающее триггер защиты.

Привод блокируется, снимается готовность, горит светодиод HL6.

2.4. Защита от пропадания напряжения стабилизированного источника питания ± 15 В (SUPPLY). Осуществляется компаратором NA9(7) и триггером ТГ4 на элементах DD8(4) и DD8(7), диагностируется светодиодом HL7 (красный).

Защита срабатывает при снижении отрицательного напряжения питания до величины $-13,5$ В. При этом привод блокируется, снимается готовность, горит светодиод HL7.

2.5. Защита от пропадания напряжения тахогенератора (TACHO). Осуществляется на ОУ NA10(1), NA10(7) и триггере ТГ5 на элементах DD8(12) и DD8(9), диагностируется светодиодом HL8 (красный).

На инвертирующем входе ОУ NA10(7) выполняется сложение трех сигналов — инверсного значения модуля напряжения тахогенератора U_{TG} , отрицательного смещения U_{CM} и положительного напряжения управления U_{UPR} , подаваемого от регулятора тока. При нормальной работе ОУ NA10(7) находится в состоянии положительного насыщения, триггер защиты в сброшенном состоянии. Если пропадает напряжение тахогенератора, усилитель NA10(7) переходит в отрицательное насыщение, триггер вводится, блокируется привод, снимается сигнал готовности, горит светодиод HL8.

Формирование сигнала «Готовность» (READY). Сигнал готовности привода к работе формируется при условии наличия возбуждения (ВОЗБ), отсутствия перегрузки (ПЕР), наличия питания ± 15 В (ИП), наличия сигнала тахогенератора (ТГ), отсутствия неисправностей в питающей сети (СЕТЬ), т. е.

$$\overline{GOT} = \overline{BOZB} \cdot \overline{PER} \cdot \overline{IP} \cdot \overline{TG} \cdot \overline{SET}, \text{ или}$$

$$\overline{GOT} = \overline{BOZB} \cdot \overline{PER} \cdot \overline{IP} \cdot \overline{OT} \cdot \overline{SET}, \text{ что реализуется}$$

логическими элементами DD10(7) и DD9(9) соответственно.

Установкой перемычки 1—2 в формировании сигнала готовности вводится отсутствие сигнала блокировок регуляторов.

При нормальной работе на выходе элемента DD10(9) сигнал логического нуля,

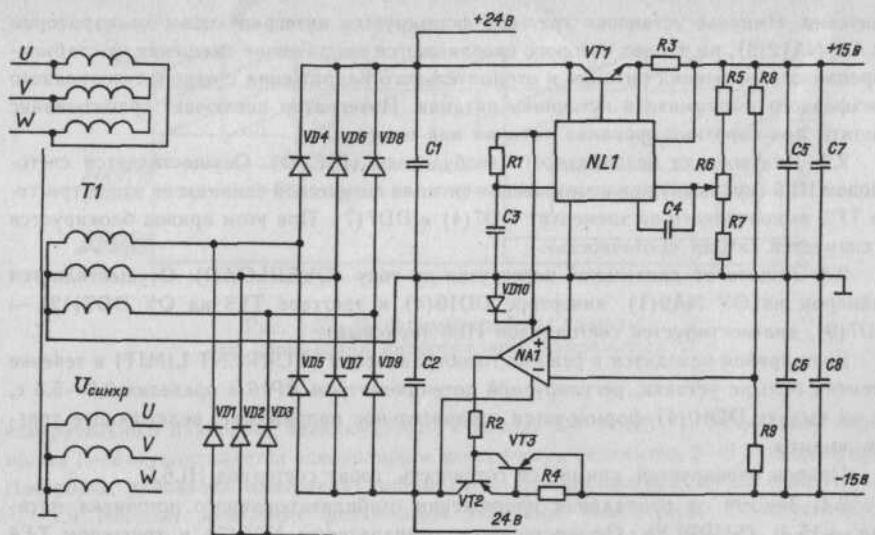


Рис. 1.28. Источник питания преобразователя якоря

транзисторы VT7 и VT8 открыты, горит светодиод HL9 (зеленый), включено реле K1, контакты которого выдаются во внешнюю цепь.

При срабатывании любой из электронных схем защиты сигнал готовности сни-
мается.

Выход с элемента DD10(7) блокирует регуляторы и СИФУ.

Восстановление работоспособности осуществляется при повторном включении привода сигналами начальной установки триггеров защит.

Формирование сигнала блокировки регуляторов — «БЛОК» (рис. 1.20). Сигнал «БЛОК» формируется при включении привода (НУ1), при отсутствии сигнала внешней деблокировки привода (ДЕБЛ) или при отсутствии сигнала готовности (ГОТ), т. е. $\text{БЛОК} = \text{НУ1} + \overline{\text{ДЕБЛ}} + \overline{\text{ГОТ}} = \overline{\text{НУ1}} \cdot \overline{\text{ДЕБЛ}} \cdot \overline{\text{ГОТ}}$, что реализуется логическим элементом DDI1(7).

Поскольку для блокирования регуляторов скорости и тока, а также снятия импульсов СИФУ требуется инверсный сигнал, введен логический элемент DD10(12), реализующий уравнение:

БЛОК = НУГ · ДЕБЛ · ГОТ.

Формирование сигнала «СТАРТ — СТОП» (рис. 1.20). Осуществляется при включении-выключении внешнего тумблера (СТАРТ) и наличии сигнала деблокировки (ДЕБЛ), наличии сигнала готовности (ГОТ) и отсутствии сигнала начальной установки (НУ1), т. е.

«СТАРТ — СТОП»=СТАРТ.ДЕБЛ.ГОТ.НУТ, что реализуется логическими элементами DD11(9) и DD7(12).

Источники питания (рис. 1.28). В преобразователе питания якоря предусмотрен

стабилизированный источник питания ± 15 В с внутренней защитой от коротких замыканий и нестабилизированный ± 24 В.

Регулировка источника ± 15 В осуществляется потенциометром R6.

Однополупериодное выпрямленное напряжение используется в защите от снижения величины питания.

Вторичные напряжения трансформатора Т1 используются для синхронизации СИФУ.

II. Управление цепью возбуждения

Силовая схема (рис. 1.29) выполнена по однофазной нереверсивной мостовой полууправляемой схеме выпрямления с коммутационным дросселем в цепи переменного тока. Кроме того, для защиты от перенапряжений на входе переменного тока и параллельно тиристорам включены защитные RC-цепочки.

Информация о фактической величине тока возбуждения в системе регулирования снимается с сопротивления R4.

Перепайкой перемычек производится переключение максимального выходного тока преобразователя.

$J_{\max} = 3$ A, перемычки 2—3, В1—А2;

$J_{\max} = 10$ A, перемычки 1—2, 3—4, A1—B1, A2—B2.

Датчик напряжения якоря двигателя — ДНЯ (рис. 1.30). Напряжение якоря двигателя фильтруется цепочкой R_1, C_1 и R_2 , выпрямляется мостовой схемой $VD1..VD4$ и с делителя R_3, R_4 подается на неинвертирующий вход ОУ $NA1(6)$, где складывается с напряжением треугольной формы генерируемой схемы на ОУ $NA2(6)$, $NA3(6)$.

К инвертирующему входу ОУ NAI(6) через потенциометр RPI подключено разнополярное напряжение смещения, с помощью которого производится балансировка выхода NAI(6).

В результате сложения напряжения треугольной формы частотой $f \approx 5$ кГц с положительным напряжением датчика напряжения якоря на выходе ОУ НА1(6) осуществляется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) напряжения, пропорционального U_y .

ШИМ-сигнал с выхода NAI(6)

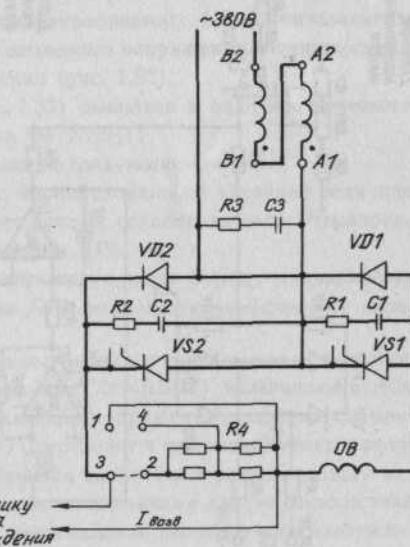


Рис. 1.29. Силовая схема преобразователя возбуждения

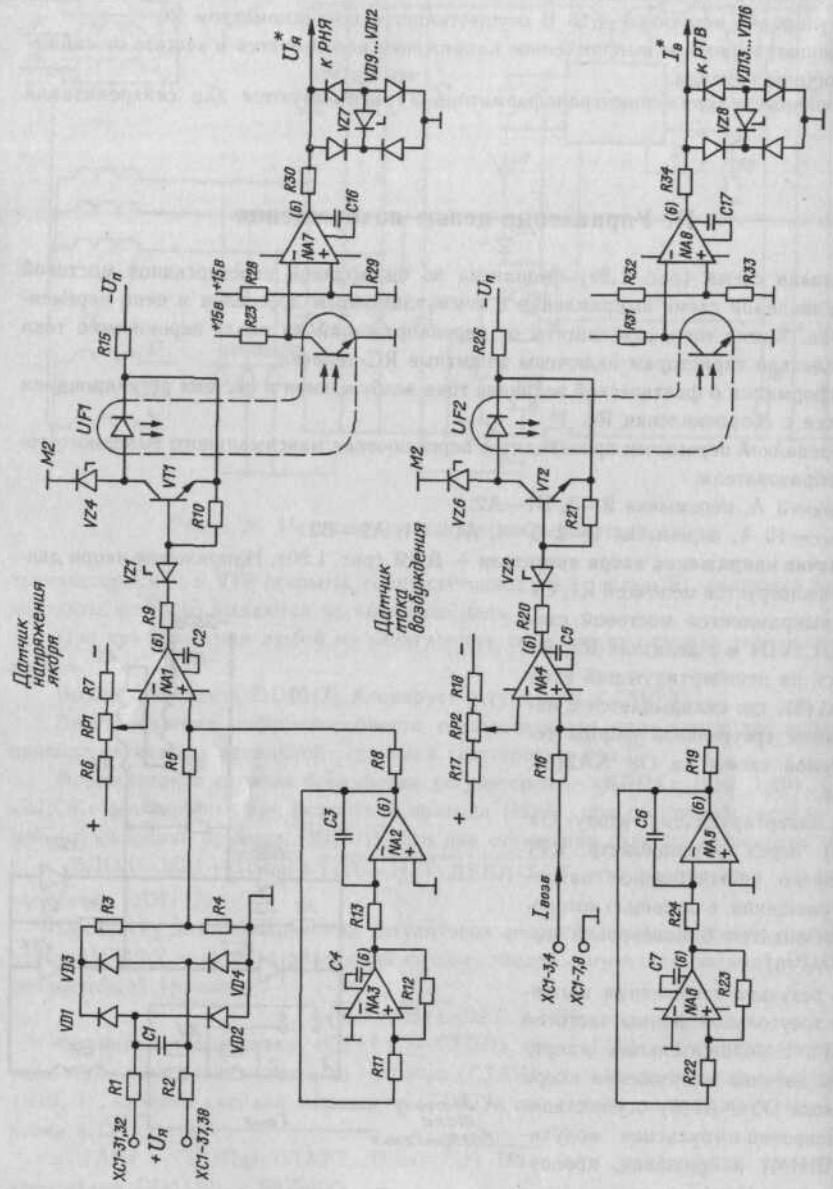


Рис. 1.30. Датчики напряжения якоря и тока возбуждения

управляет переключателем на транзисторе VT1, который, в свою очередь, управляет светодиодом оптического элемента UF1. Выходной фототранзистор оптоэлемента управляет переключателем на ОУ NA7(6), выход которого ограничен цепочкой VD9...VD12, VZ7.

Цепь датчика напряжения якоря имеет свой независимый источник питания ± 15 В, выполненный на диодах VD5, VD6, стабилитронах VZ3, VZ4 и электролитических фильтрующих конденсаторах C8, C9, C12, C13 (рис. 1.31). Этим обеспечивается полная гальваническая развязка преобразователя возбуждения от силовой цепи якоря.

Работа датчика напряжения якоря поясняется диаграммой (рис. 1.32). Когда на выходе NA1(6) положительное напряжение, транзистор VT1 открыт, ток от источника питания протекает по цепи: M2, VZ4, коллектор-эмиттер VT1, R15, VD6, вторичная обмотка трансформатора, M2. Оптоэлемент заперт. При отрицательном выходном напряжении NA1(6) транзистор VT1 заперт, светодиод проводит ток, фототранзистор открыт. Фильтрация выходного напряжения датчика NA7(6) осуществляется на входе регулятора напряжения (рис. 1.33).

Датчик тока возбуждения ДТВ (рис. 1.31) выполнен по абсолютно аналогичной схеме на элементах NA4(6) — выходной усилитель, NA5(6), NA6(6) — генератор треугольного напряжения, VT2 — переключающий транзистор, UF2 — оптоэлемент, NA8(6) — выходной компаратор. Фильтрация выходного напряжения датчика осуществляется на входе регулятора тока возбуждения (рис. 1.33).

Регулятор напряжения якоря РНЯ (рис. 1.33) выполнен в виде классического пропорционально-интегрального регулятора на ОУ NA9(1).

На инвертирующий вход регулятора подаются следующие сигналы:

1. Положительное напряжение смещения, пропорциональное заданной величине напряжения якоря $U_{3,я}$, при котором начинается процесс ослабления поля. Регулировка величины $U_{3,я}$ осуществляется потенциометром RP4.

2. Управляющее напряжение с датчика напряжения якоря $U_{ДНЯ}$, подаваемое на фильтр R36, C18, RP3, R37. Потенциометром RP3 изменяется коэффициент передачи ДНЯ.

При $U_{ДНЯ} \ll U_{3,я}$ ОУ NA9(1) находится в состоянии отрицательного насыщения, уровень которого определяется схемой ограничения на ОУ NA10(7), включенной в цепи обратной связи РНЯ. При достижении $U_{РНЯ}$ величины напряжения смещения, снимаемого с потенциометра РП7, компаратор NA10(7) переходит в состояние отрицательного насыщения, диод VD18 открывается, ограничивая дальнейший рост выходного напряжения $U_{РНЯ}$. Поскольку это напряжение является задающим для регулятора тока возбуждения РТВ, тем самым ограничивается максимальная величина тока возбуждения.

При $U_{ДНЯ}$, близком к $U_{3,я}$, напряжение на выходе РНЯ уменьшается, следовательно, уменьшается и задание на ток возбуждения, происходит ослабление поля.

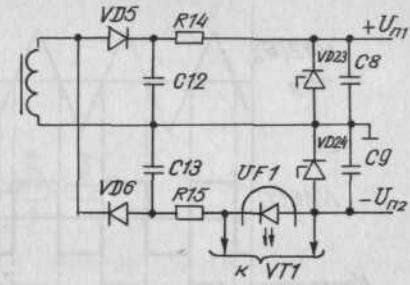


Рис. 1.31. Источник питания ДНЯ и ДТВ

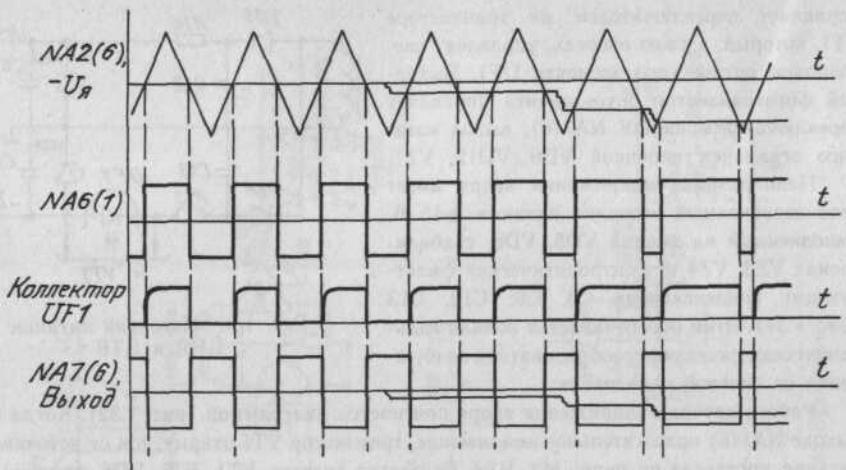


Рис. 1.32. Диаграмма работы датчика напряжения якоря

Коэффициент передачи РНЯ регулируется потенциометром RP5.

Минимальное значение тока возбуждения регулируется потенциометром RP6. При снижении $U_{РНЯ}$ до величины, меньшей напряжения смещения с потенциометра RP6, компаратор NA10(1) в цепи обратной связи РНЯ переходит в состояние положительного насыщения, диод VD17 открывается, ограничивая дальнейшее уменьшение величины $U_{РНЯ}$.

3. Внешний сигнал ослабления поля двигателя, осуществляемый подачей напряжения +24 В на базу транзистора VT3. Последний открывается, подавая на вход РНЯ отрицательное напряжение, выходное напряжение регулятора уменьшается до величины, определяемой схемой ограничения NA10(1) и RP6.

Регулятор тока возбуждения РТВ (рис. 1.33) также выполнен в виде ПИ-регулятора, причем он является подчиненным регулятору РНЯ. Заданием для РТВ является выходное напряжение РНЯ, а сигналом обратной связи — фактическая величина тока возбуждения, подаваемая через фильтр R54, C24, RP8, R55 с датчика тока возбуждения. Коэффициент передачи РТВ регулируется потенциометром RP9.

Регулировка коэффициента передачи РТВ осуществляется потенциометром RP9.

Рабочее положительное выходное напряжение РТВ ограничивается цепочкой VD20, R60 и R61.

Отрицательное напряжение ограничивается на уровне 0,6 В диодом VD19.

Выходное напряжение РТВ является управляющим для СИФУ возбудителя.

Система импульсно-фазового управления СИФУ (возб) выполнена по вертикальному принципу. Блок-схема СИФУ (возб) показана на рис. 1.34, а ее полная принципиальная схема на рис. 1.35.

Ключи на транзисторах VT5 и VT6 коммутируются инверсными синусоидальны-

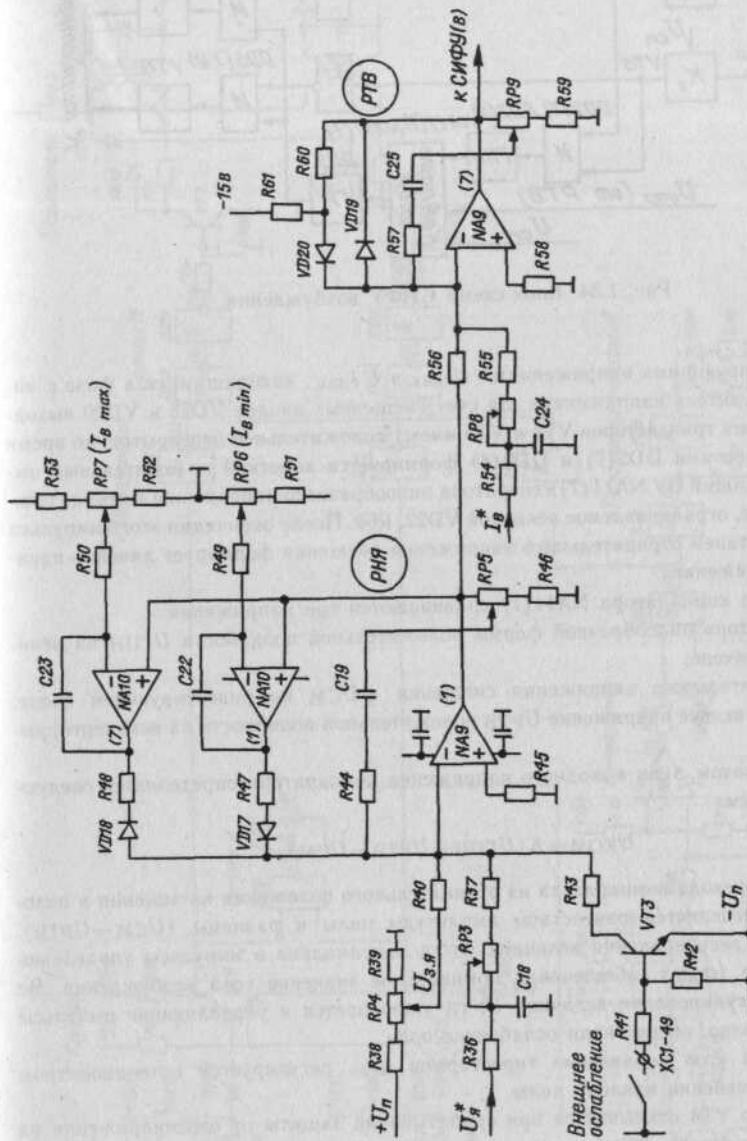


Рис. 1.33. Регуляторы напряжения якоря и тока возбуждения

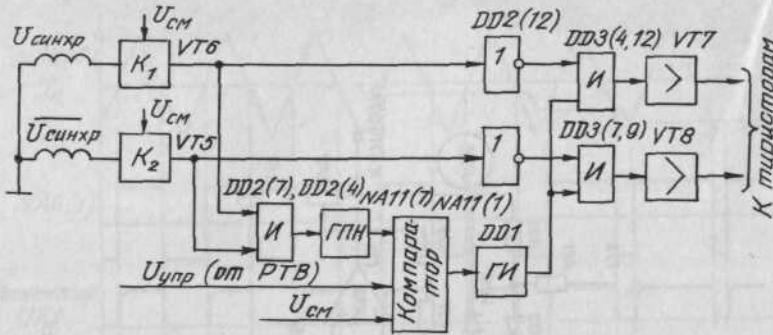


Рис. 1.34. Блок-схема СИФУ возбуждения

ми синхронизирующими напряжениями $U_{\text{сих}}$ и $\bar{U}_{\text{сих}}$, находящимися в фазе с питающим возбудитель напряжением. За счет смещенных диодов VD25 и VD29 выходные напряжения транзисторов VT5 и VT6 имеют положительное перекрытие, во время которого элементами DD2(7) и DD2(4) формируется короткий положительный импульс, переводящий ОУ NA11(7) генератора пилообразного напряжения в отрицательное насыщение, ограничиваемое цепочкой VD22, R69. После окончания этого импульса ГПН под действием отрицательного напряжения смещения формирует линейно-нарастающее напряжение.

На входах компаратора NA11(1) сравниваются три напряжения:

- генератора пилообразной формы положительной полярности $U_{ГПН}$ на неинвертирующем входе;
 - положительного напряжения смещения $+U_{СМ}$ на инвертирующем входе;
 - управляющее напряжение $U_{РТВ}$ положительной полярности на неинвертирующем входе.

Таким образом, знак выходного напряжения компаратора определяется следующим уравнением:

$$U_{\text{КОМ}} = K(U_{\Gamma\text{ПН}} + U_{\text{РТВ}} - U_{\text{СМ}}).$$

Момент перехода компаратора из отрицательного положения насыщения в положительное определяется равенством амплитуды пики и разницы ($U_{CM} - U_{PTB}$). В первой зоне регулирования величина U_{PTB} максимальна и импульсы управления смещены влево (α_{min}), обеспечивая номинальное значение тока возбуждения. Во второй зоне регулирования величина U_{PTB} уменьшается и управляющие импульсы смещаются вправо, обеспечивая ослабление поля.

Начальный угол управления тиристорами $\alpha_{нач}$ регулируется потенциометром RP10 путем изменения наклона пилы.

Транзистор VT4 открывается при срабатывании защиты от перенапряжения на якоре, при этом управляющие импульсы смещаются вправо, ослабляя поле двигателя.

При положительном выходе компаратора NA11(1) на входе элемента DD1(12)

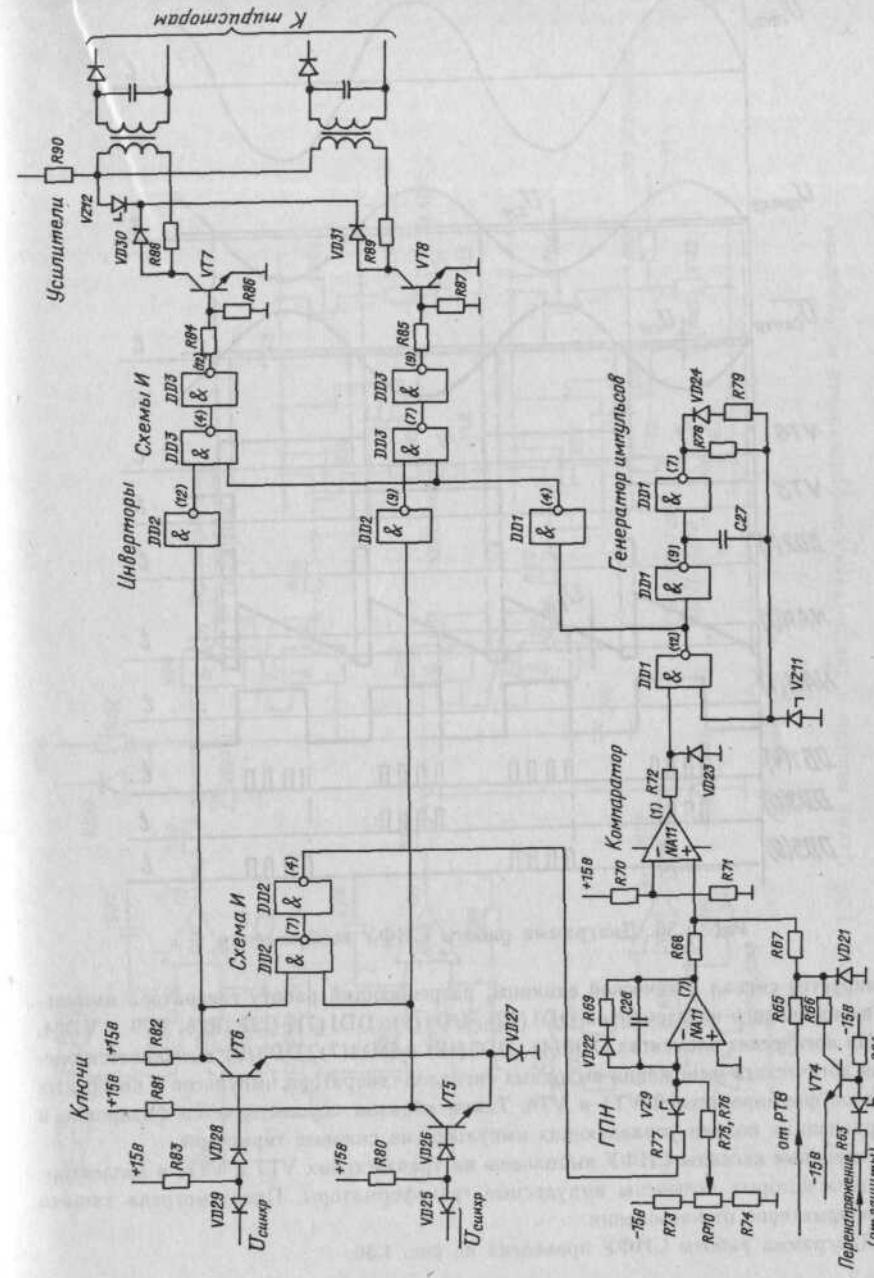


Рис. 1.25 Принципиальная схема СИФУ возбуждения

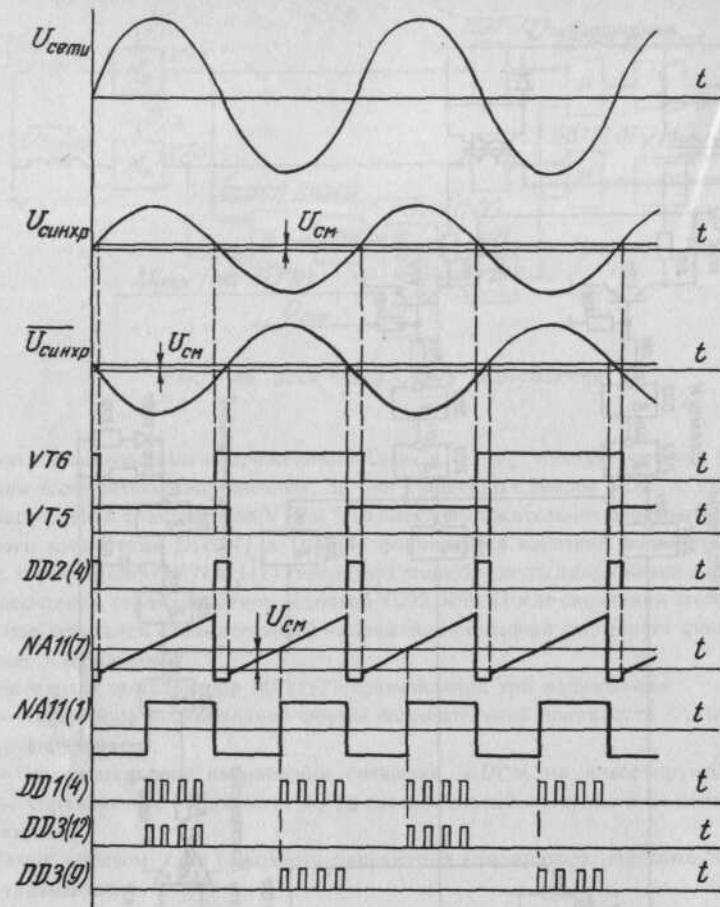


Рис. 1.36. Диаграмма работы СИФУ возбуждения

формируется сигнал логической единицы, разрешающий работу генератора импульсов, выполненного на элементах DD1(12), DD1(9), DD1(7), C27, R78, R79 и VD24.

На логических элементах DD3(4), DD3(12) и DD3(7), DD3(9) выполняется операция логического умножения выходных сигналов генератора импульсов и инверсных сигналов формирователей VT5 и VT6. Таким образом осуществляется фазировка и синхронизация подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры.

Выходные каскады СИФУ выполнены на транзисторах VT7 и VT8, в коллекторные цепи которых включены импульсные трансформаторы. Предусмотрена защита трансформаторов от насыщения.

Диаграмма работы СИФУ приведена на рис. 1.36.

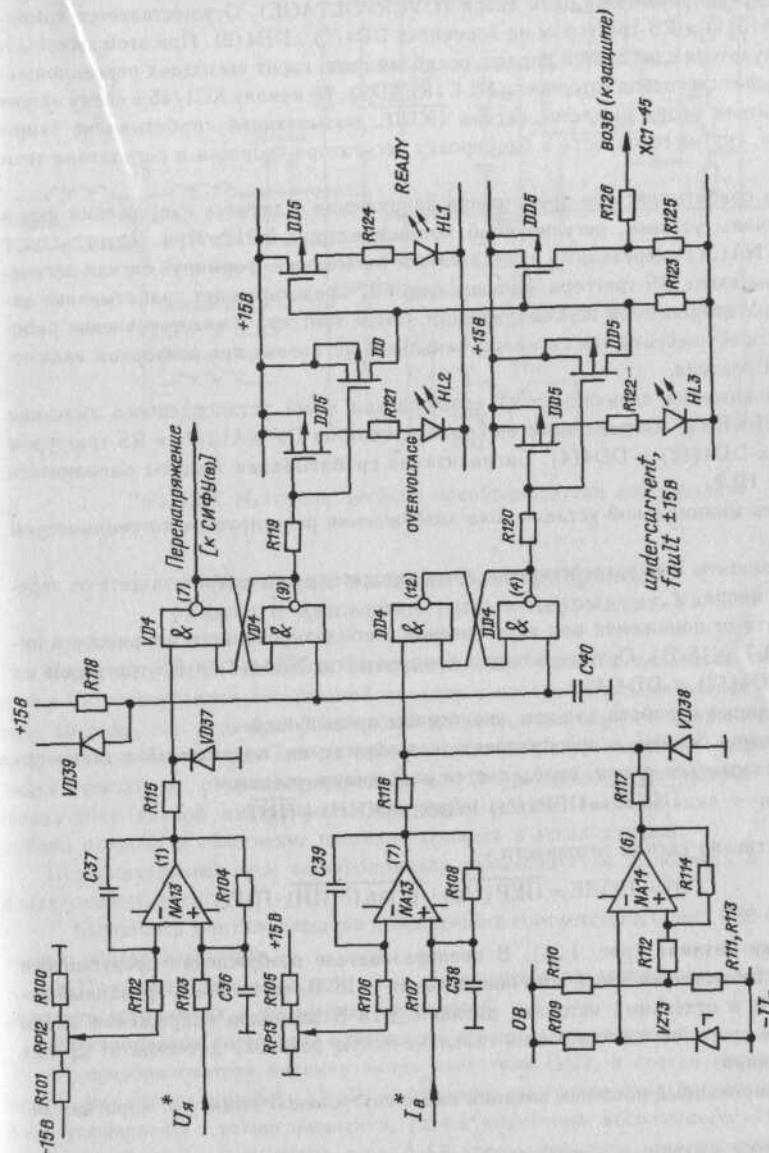


Рис. 1.37. Схема защиты и диагностики преобразователя возбуждения

Цепи защиты и диагностики возбудителя (рис. 1.37). Преобразователь возбуждения имеет следующие электронные защиты:

1. От перенапряжения в цепи якоря (OVERVOLTAGE). Осуществляется компаратором NA13(1) и RS-триггером на элементах DD4(7)...DD4(9). При этом импульсы СИФУ возбудителя сдвигаются вправо, ослабляя поле, горит светодиод перенапряжения HL2, гаснет светодиод готовности HL1 (READY), по каналу XC1/45 в схему защит преобразователя якоря выдается сигнал ПОЛЕ, вызывающий срабатывание защиты «FIELD», снятие готовности и блокировку регулятора скорости и регулятора тока якоря.

Задита срабатывает при превышении напряжения с датчика напряжения якоря $U_{ДНЯ}$ величины уставки, регулируемой потенциометром RP12. При $U_{ДНЯ} > U_{уст}$ компаратор NA13(1) переходит в отрицательное насыщение, формируя сигнал логического нуля на входе RS-триггера. Конденсатор C37 предотвращает срабатывание защиты при кратковременном перенапряжении. Сброс триггера и восстановление работоспособности осуществляется сигналом начальной установки при повторном включении преобразователя.

2. От понижения величины тока возбуждения ниже установленного значения (UNDERCURRENT). Осуществляется компаратором на ОУ NA13(7) и RS-триггером на элементах DD4(12) и DD4(4). Сигнализация срабатывания защиты выполняется светодиодом HL3.

Величина минимальной уставки тока возбуждения регулируется потенциометром RP13.

Работа защиты и ее воздействие на преобразователи аналогична защите от перенапряжения якоря.

3. Защита от понижения или исчезновения стабилизированного напряжения питания ($\text{FAULT } \pm 15 \text{ В}$). Осуществляется компаратором NA14(6) и RS-триггером на элементах DD4(12) и DD4(4).

Сигнализация и работа защиты аналогичны предыдущей.

Итак, сигнал ошибки в преобразователе возбуждения, подаваемый в схему защиты преобразователя якоря, определяется следующим условием

$$\text{ПОЛЕ} = \overline{\text{ПЕР}}(U_{\text{я}}) + \overline{\text{JВОЗБ}}(\text{МИН}) + \text{ПИТ}.$$

Соответственно сигнал готовности —

$$\text{ГОТ} = \overline{\text{ПОЛЕ}} = \overline{\text{ПЕР}}(U_{\text{я}}) \cdot \overline{\text{JВОЗБ}}(\text{МИН}) \cdot \text{ПИТ}.$$

Источники питания (рис. 1.38). В преобразователе возбуждения предусмотрен автономный стабилизированный источник питания $\pm 15 \text{ В}$, нестабилизированный источник $\pm 24 \text{ В}$ и отдельный источник питания $\pm 15 \text{ В}$ датчиков напряжения якоря и тока возбуждения, осуществляющий гальваническую развязку датчиков от других цепей управления.

Стабилизированный источник питания имеет внутреннюю защиту от коротких замыканий.

Регулировка выходных напряжений осуществляется потенциометром RP11.

От трансформатора T3 питаются также цепи синхронизации СИФУ (преобразователя возбуждения).

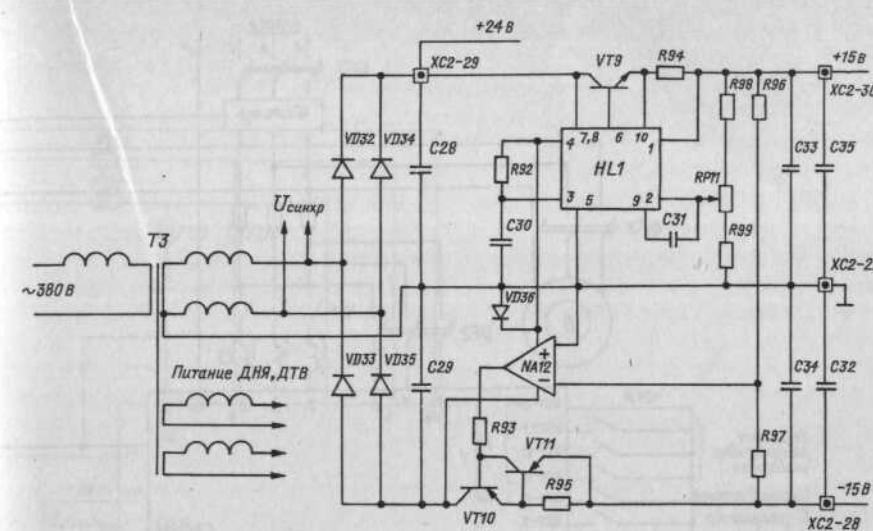


Рис. 1.38. Источник питания преобразователя возбуждения

Методика наладки электропривода главного движения типа «Мезоматик-В»

Перед отгрузкой заказчику электроприводы главного движения типа «Мезоматик-В» подвергаются тщательной наладке и контролю как на заводе — изготовителе привода, так и заводе — изготовителе производственного механизма, на котором использован привод. Тем не менее в приводе могут возникать отдельные неполадки, связанные с транспортировкой или неправильно выполненным монтажом. Назначение данной инструкции — это более полное ознакомление с принципами работы привода и облегчение введения привода в эксплуатацию.

Первоначальный пуск электропривода рекомендуется выполнять в следующей последовательности:

1. Выполнить монтаж внешних соединений в соответствии с рис. 1.39 и комплектностью поставки привода.

2. Провести внешний осмотр всех компонентов электропривода, проверить надежность контактных и разъемных соединений.

Электропривод состоит из следующих основных компонентов:

а) преобразователь питания якоря двигателя GUI, в состав которого входят: плата регулятора скорости А-10 (задатчик интенсивности, регулятор скорости, блок управляемого токоограничения, схема выделения абсолютного сигнала тахогенератора), плата регулятора тока А-11 (регулятор тока, аддитивный регулятор, переключатели характеристик, блок логики, рабочая диагностика), плата генератора А-12 (система импульсно-фазового управления, цепи формирования сигналов

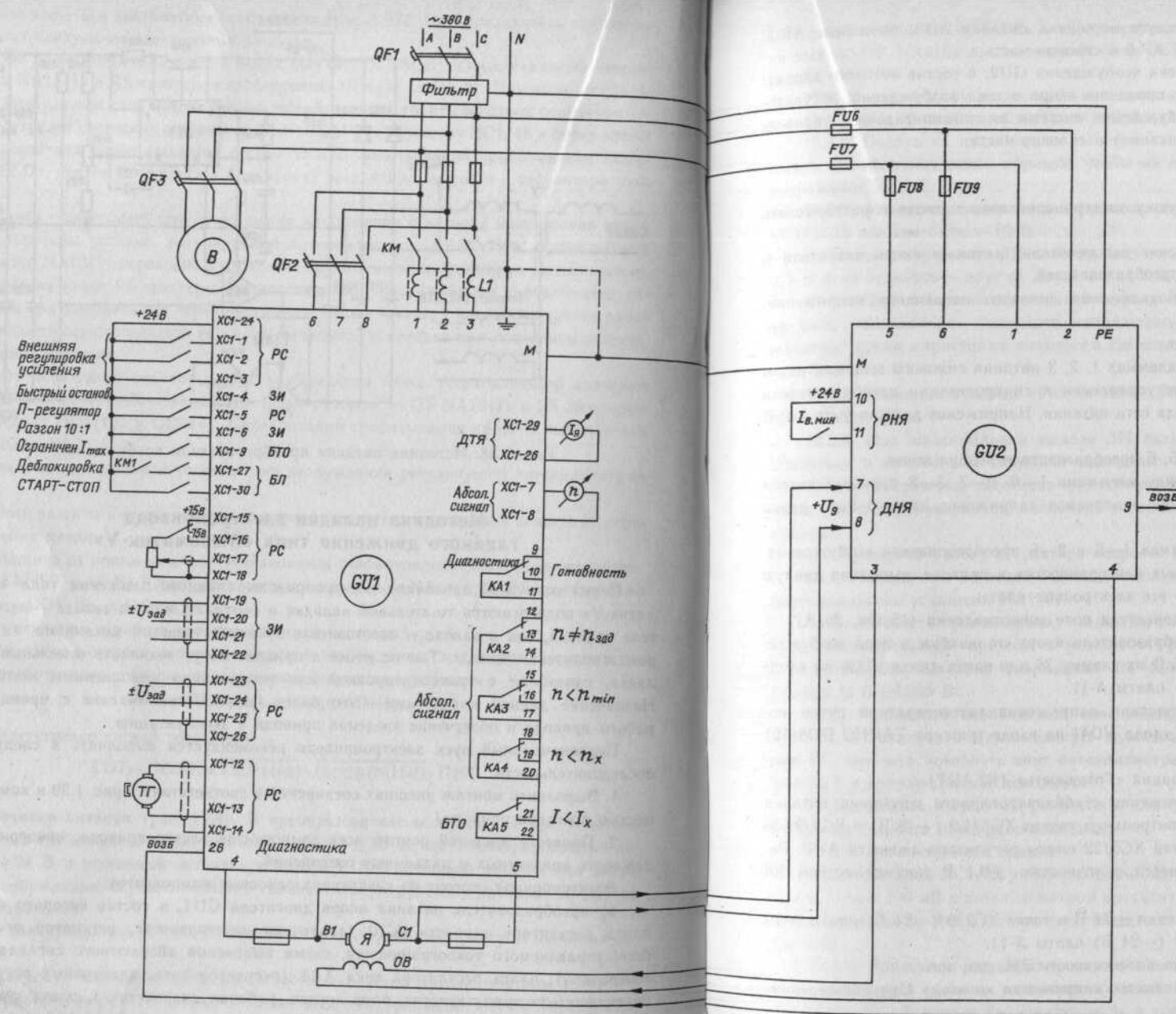


Рис. 1.39. Схема подключения привода

пуска и блокирования привода), плата источника питания А-13, блок реле АР-2, блок импульсных трансформаторов АР-6 и силовая часть;

б) преобразователь питания цепи возбуждения GU2, в состав которого входят: плата регулятора А-14 (датчики напряжения якоря и тока возбуждения, регуляторы напряжения якоря и тока возбуждения, система импульсно-фазового управления, цепи диагностики, источник питания) и силовая часть;

в) блок сетевого фильтра;

г) электродвигатель.

3. Подать напряжение на катушку электромагнитного тормоза и растормозить двигатель.

4. Отключить все автоматические выключатели, а также якорь двигателя и обмотку возбуждения от силовых преобразователей.

5. Проверить правильность подключения силового питающего напряжения, для чего:

5.1. Включить питание привода.

5.2. Измерить напряжение на клеммах 1, 2, 3 питания силового выпрямителя и на клеммах 6, 7, 8 питания схемы управления и синхронизации преобразователя якоря относительно нулевого провода сети питания. Напряжение должно быть 220 В ($\pm 10\%-15\%$).

5.3. То же на клеммах 1, 2 и 5, 6 преобразователя возбуждения.

5.4. Измерить напряжение между клеммами 1—6, 2—7, 3—8 преобразователя якоря. При правильном подключении измеряемое напряжение должно быть равно нулю.

5.5. Выполнить то же на клеммах 1—5 и 2—6 преобразователя возбуждения.

П р и м е ч а н и е. При серьезных неисправностях в приводе, выполняя данную проверку, следует вытащить также все электронные платы.

6. Подключить вместо якоря двигателя поле сопротивления (15 Ом, 20 А).

7. Исключить блокировку преобразователя якоря от ошибки в цепи возбуждения путем подачи напряжения +15 В на клемму 26 или катод диода VD36 на входе триггера FIELD DD7(4) и DD7(7) платы А-11.

8. Исключить блокировку отсутствия напряжения тахогенератора путем подачи напряжения +15 В на катод диода VD41 на входе триггера TACHO DD8(12) и DD8(9) платы А-11.

9. Проверить наличие сигнализации «Готовность» (READY).

10. Проверить выходные напряжения стабилизированного источника питания ± 15 В. Измерение выполняется в контрольных точках XC3/1,2 (+15 В) и XC3/29,30 (-15 В) относительно нулевой точки XC3/22 платы регулятора скорости А-10. Регулировка напряжений осуществляется с точностью $\pm 0,1$ В потенциометром R6 платы источника питания А-13.

11. Проверить наличие напряжения ± 24 В в точке XC2/6 (-24 В) платы А-10 и в точках XC1/2 (+24 В), XC1/6 (-24 В) платы А-11.

12. Проверить работу задатчика интенсивности ЗИ, для чего:

12.1. Подключить источник задающего напряжения ко входу UR1 дифференциального усилителя NA1(1).

12.2. Провести балансировку выходного напряжения задатчика интенсивности.

При снятых сигналах «СТАРТ» и «Деблокировка» потенциометром RP1 установить на выходе ОУ NA4(6) в контрольной точке XC3/27,28 напряжение, равное 0 В $\pm 0,005$ В.

12.3. Проверить симметричность выходного напряжения ЗИ.

12.3.1. Подать сигнал «Старт», т. е. деблокировать вход ЗИ.

12.3.2. Подать на вход UR1 положительное задающее напряжение и отрегулировать его величину таким образом, чтобы на выходе ЗИ в точке XC3/27,28 было напряжение +10 В.

12.3.3. Изменить полярность входного напряжения. Напряжение на выходе XC3/27,28 должно быть -10 В.

Выходные напряжения ЗИ должны быть противоположной полярности ± 10 В ± 1 В и не отличаться друг от друга более чем на 200 мВ.

12.3.4. Подключить осциллограф к выходу ЗИ и кнопкой «Старт—стоп» подать на вход максимальное задающее напряжение. Потенциометром RP2 установить желаемое время нарастания выходного сигнала (рис. 1.5.). Типовое значение времени разгона ≈ 1 сек.

12.3.5. Включить тумблер «Разгон 10:1». Убедиться в увеличении времени разгона в десять раз.

12.3.6. При максимальном выходе ЗИ включить тумблер «Быстрый останов». Убедиться в мгновенном спадании выходного напряжения в точке XC3/27,28 до нуля. На этом проверка задатчика интенсивности заканчивается. В случае неисправностей их следует устранить, пользуясь описанием работы и принципиальной схемы привода.

13. Проверить работу регулятора скорости РС, для чего:

13.1. Подключить источник задающего напряжения ко входу привода UR2 дифференциального усилителя NA1(7).

13.2. Провести балансировку выходного напряжения регулятора скорости. При деблокированном приводе в режиме «П-регулятор» потенциометрами RP4 и RP5 установить выходное напряжение ОУ NA5(6) в контрольной точке XC3/3,4 равным 0 В $\pm 0,005$ В.

13.3. Установить необходимый коэффициент усиления регулятора, для чего:

13.3.1. Установить максимальную величину ограничения выходного напряжения РС, для чего повернуть винт потенциометра блока управляемого токоограничения БУТ в правое крайнее положение.

13.3.2. Подать сигнал «П-регулятор» или закоротить конденсатор С22, сделав регулятор скорости пропорциональным.

13.3.3. Деблокировать привод.

13.3.4. На вход XC1/23 дифференциального усилителя подать задающее напряжение $UR2 = 100$ мВ и потенциометром выставить на выходе РС (XC3/3,4) напряжение, равное 2,5 В. Это будет соответствовать стандартному коэффициенту усиления $K_{yc} \approx 25$.

13.3.5. Проверить регулировку и установить необходимые значения коэффициентов передачи от внешних управляющих цепей. Последовательно включая тумблеры «Усиление 1», «Усиление 2», «Усиление 3» и соответственно вращая потенциометры RP7, RP8 и RP9, наблюдать изменение выходного напряжения РС. При повороте

винта потенциометров вправо напряжение должно понижаться. Установить необходимое значение коэффициента усиления раздельно по каждому каналу. Если внешнее задание величины K_{us} не используется, то винты всех потенциометров повернуть в крайнее левое положение.

13.4. Проверить работу РС при противоположной полярности задающего напряжения.

13.5. Проверить работу РС в режиме ПИ-регулятора, отключив внешний сигнал «П-регулятор».

14. Проверить работу регулятора тока РТ, для чего:

14.1. Деблокировать привод.

14.2. Провести балансировку выходного напряжения РТ, для чего:

14.2.1. Закоротить конденсатор С1 в обратной связи ОУ НА1(6), сделав РТ пропорциональным.

14.2.2. Установить нулевое задающее напряжение.

14.2.3. Потенциометры RP2 установить на выходе РТ в контрольной точке XC2/28 напряжение, равное $0 \text{ В} \pm 0,005 \text{ В}$.

14.3. Установить необходимый коэффициент передачи регулятора тока, для чего:

14.3.1. Регулируя задающее напряжение, установить на выходе регулятора скорости РС в точке XC3/3,4 напряжение, равное $+1 \text{ В}$.

14.3.2. Потенциометром RP3 установить на выходе РТ в точке XC2/28 напряжение, равное $0,1 \text{ В}$, что соответствует штатному значению коэффициента передачи $K_{PT} \approx 0,1$.

14.4. Провести балансировку адаптивного регулятора АР.

14.4.1. Потенциометр RP1 на входе ОУ НА2(6) повернуть в крайнее левое положение, установив тем самым нулевое напряжение на входе АР.

14.4.2. Потенциометром RR4 установить на выходе АР в контрольной точке XC2/29 напряжение, равное $0 \text{ В} \pm 0,005 \text{ В}$.

14.5. Установить необходимый коэффициент усиления АР, для чего потенциометром RP1 выставить на выходе ОУ НА2(6) напряжение насыщения $\pm 10 \text{ В}$ (кон-

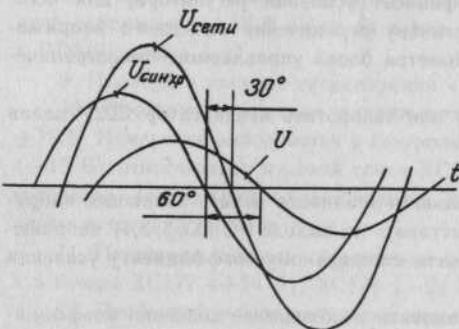


Рис. 1.40. Фазировка напряжения синхронизации

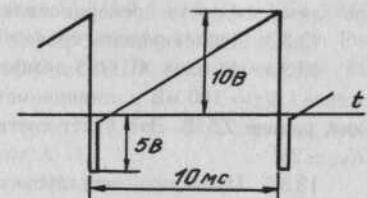


Рис. 1.41. Форма пилообразного напряжения

трольная точка XC2/29) при напряжении на выходе регулятора скорости (ХС3/3,4), равном $2,5 \dots 3 \text{ В}$.

15. Проверить работы системы импульсно-фазового управления СИФУ, для чего:

15.1. Потенциометром RP10 установить сдвиг по фазе напряжения управления компараторами НА1(6) и НА2(6) в сторону отставания на 60 эл. градусов относительно напряжения синхронизации фазы U (ХС1/22 платы А-12) и на 30 эл. градусов относительно напряжения сети (рис. 1.40). Точность установки $\pm 0,5$ эл. градуса.

Потенциометрами RP11 и RP12 выполнить аналогичные регулировки для каналов СИФУ V и W соответственно. Разброс величин запаздываний для всех трех фаз не должен превышать 1,5%.

15.2. Проконтролировать наличие и форму напряжений пилообразной формы в контрольных точках XC2/5, XC2/2 и XC2/4 на выходах ГПН НА7(1), НА8(1) и НА8(7) соответственно. Потенциометрами RP60, RP61 и RP62 выставить амплитуды пилообразных напряжений равными 10 В, при этом фазовое смещение управляемых импульсов должно быть 1 мс/В $\pm 0,02$ мс/В. Контроль фазового смещения удобно производить на выходах компараторов НА9(6), НА10(6) и НА11(6) в контрольных точках XC2/10, XC2/9 и XC2/6 соответственно (рис. 1.41).

15.3. Потенциометром RP91 при нулевом задающем напряжении и блокированном приводе установить величину начального угла зажигания $\alpha_{\text{нач}} \approx 115$ эл. градусов (рис. 1.42).

Контроль удобно выполнять по ширине положительных импульсов в контрольных точках XC2/10, XC2/9 и XC2/6 (рис. 1.17,а), которая должна быть $3,6 \text{ мс} \pm 0,1 \text{ мс}$.

15.4. Установить ограничение минимального угла регулирования в выпрямительном режиме $\alpha_{\min} \approx 27$ эл. градусов, для чего:

15.4.1. Деблокировать привод.

15.4.2. Снять перемычку с конденсатора С1 в цепи обратной связи регулятора тока.

15.4.3. На вход дифференциального усилителя НА1(7) регулятора скорости подать максимальное задающее напряжение $U_{R2} = \pm 10 \text{ В}$ и при помощи потенциометра RP6 в схеме ограничения выходного напряжения регулятора тока РТ установить ширину положительного импульса на выходах компараторов СИФУ равной $8,5 \text{ мс} \pm 0,1 \text{ мс}$.

15.4.4. Проконтролировать выходное напряжение переключателя характеристик ПХ1 ОУ НА4(7), являющееся управляющим для СИФУ. Его величина должна быть около $+4,8 \text{ В}$ (контрольная точка XC2/30).

15.5. Установить ограничение максимального угла регулирования в инверторном

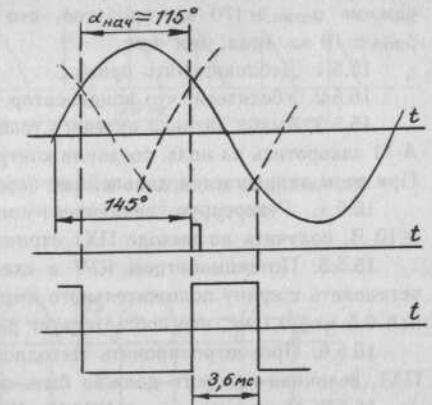


Рис. 1.42. Фазировка начального угла управления

режиме $\alpha_{\max} \approx 170$ эл. градусов, что соответствует углу опережения зажигания $\beta_{\min} \approx 10$ эл. град, для чего:

15.5.1. Деблокировать привод.

15.5.2. Убедиться, что конденсатор $C1$ не закорочен.

15.5.3. Выход датчика нулевого тока $NA7(6)$ в схеме логики переключения платы

$A-11$ закоротить на ноль, соединив контрольную точку $XC2/4$ с выходом M ($XC2/22$). При этом запрещается дальнейшее переключение триггера блока логики.

15.5.4. Реверсируя задающее напряжение, равное максимальной величине ± 10 В, получить на выходе $PX1$ отрицательное управляющее напряжение.

15.5.5. Потенциометром $RP7$ в схеме ограничения выходного напряжения PT установить ширину положительного импульса на выходах компараторов СИФУ равной $0,5$ мс $\pm 0,1$ мс, что соответствует $\beta_{\min} \approx 10$ эл. градусов.

15.5.6. Проконтролировать выходное напряжение переключателя характеристик $PX1$, величина которого должна быть около -3 В ($XC2/30$).

15.5.7. Снять перемычку $XC2/4$ — $XC2/22$.

ВНИМАНИЕ! В инструкции по эксплуатации, поставляемой с приводом, обозначение углов регулирования связано с шириной выходного импульса компаратора и не соответствует названиям, принятым в классической теории тиристорных электроприводов постоянного тока. Для справки приведим таблицу соответствия.

Таблица 1.3

Классическая теория	Руководство по эксплуатации	Ширина импульса
Начальный угол управления $\alpha_{\text{нач}}$	Начальный угол управления α_0	
Минимальный угол запаздывания зажигания α_{\min}	Максимальный угол отпирания α_{\max}	3,6 мс
Максимальный угол запаздывания зажигания α_{\max}	Минимальный угол отпирания α_{\min}	8,5 мс
		0,5 мс

15.6. Реверсируя задающее напряжение, наблюдать на коллекторе транзистора $VT9$ на входе $PX1$ прямоугольные импульсы бестоковой паузы шириной около 2 мс.

15.7. Проверить наличие импульсов управления на вторичных обмотках импульсных трансформаторов.

При деблокированном приводе подать на вход привода положительное задающее напряжение $UR1 = +3$ В и наблюдать наличие управляющих импульсов на трансформаторах $T1, T3, T5, T8, T10$ и $T12$.

Реверсируя знак задающего напряжения, наблюдать импульсы управления на выходах трансформаторов $T2, T4, T6, T7, T9$ и $T11$.

При отсутствии управляющих импульсов провести последовательный контроль схемы по всему тракту СИФУ.

16. Проверить работу силовой схемы преобразователя при активной нагрузке, для чего:

16.1. Подключить нагрузочное сопротивление.

16.2. Закоротить конденсатор $C1$ в цепи обратной связи регулятора тока.

16.3. Включить питание силового выпрямителя.

16.4. Деблокировать привод.

16.5. Подавая на вход задатчика интенсивности $UR1$ задающее напряжение величиной $\pm 0,5$ В, наблюдать работу схемы выпрямления. На экране осциллографа наблюдать выходное напряжение частотой 300 Гц (рис. 1.43).

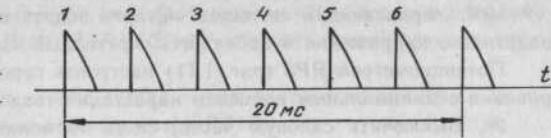


Рис. 1.43. Форма выходного напряжения при активной нагрузке

17. Отрегулировать датчик нулевого тока $NA7(6)$, для чего:

17.1. Каналы двухлучевого осциллографа подключить к выходу датчика тока якоря $XC2/31$ и выходу датчика нулевого тока $XC2/4$.

17.2. К выходным клеммам преобразователя 4 и 5 подключить якорь двигателя.

17.3. Включить силовое питание, деблокировать привод, включить тумблер «Старт».

17.4. Плавно увеличивая задающее напряжение на входе ЗИ (при закороченном $C1$ в регуляторе PT), установить ток якоря приблизительно равным $I_0 \approx 2$ А.

17.5. Потенциометром $RP9$, регулируя величину напряжения смещения на входе датчика нулевого тока $NA7(6)$, установить длительность прямоугольных импульсов в контрольной точке $XC2/4$ равной длительности превышения синусоидальной полуволны тока уровня I_0 (рис. 1.44).

18. Установить ограничение максимальной величины тока якоря, для чего:

18.1. Затормозить двигатель механически или отключить цепь возбуждения.

18.2. Включить силовое питание, деблокировать привод.

18.3. Подавая на вход ЗИ задающее напряжение $UR1 = \pm 10$ В (конденсатор $C1$ в регуляторе PT закорочен), потенциометром $RP12$ блока управляемого токоограничения установить максимальную величину тока якоря $I_{\text{Я}} \approx 2I_{\text{ном}}$.

18.4. Проконтролировать напряжение на выходе регулятора скорости PC ($XC3/3,4$), которое должно быть около 9 В.

19. Проверить и настроить оптимально переходный процесс тока.

19.1. Расшунтировать конденсатор $C1$, сделав регулятор тока пропорционально-интегральным.

19.2. Переключить источник задающего напряжения к прямому входу регулятора скорости PC , т. е. исключить задатчик интенсивности.

19.3. Включить силовое питание, деблокировать привод.



Рис. 1.44. Диаграмма настройки датчика нулевого тока

19.4. Управляющим сигналом «Старт» подать на вход преобразователя скачок задающего напряжения и наблюдать переходный процесс тока.

Потенциометром RP3 (рис. 1.11) настроить переходный процесс без перерегулирования с минимальным временем нарастания тока до максимума.

20. Выключить силовую часть, снять торможение двигателя, если оно дано, снять перемычки VD41—(+15 В) и клемма 26—(+15 В), исключающие блокировки сигнала ошибки от обрыва цепи тахогенератора и в цепи возбуждения соответственно.

Привод подготовлен к наладке преобразователя возбуждения.

21. Проверить величину выходного напряжения стабилизированного источника питания ± 15 В преобразователя возбуждения (плата А-14). Напряжение в контрольной точке XC2/30 должно быть $+15 \text{ В} \pm 0,1 \text{ В}$ и в XC2/28— $15 \text{ В} \pm 1\%$. При необходимости выполнить регулировку при помощи потенциометра RP11.

22. Проверить работу регулятора напряжения якоря РНЯ и установить коэффициент передачи равным $\simeq 1,0—1,2$, для чего:

22.1. Замкнуть конденсатор С19 в цепи обратной связи РНЯ, сделав его пропорциональным.

22.2. Винт потенциометра RP3 повернуть в левое крайнее положение.

22.3. Включить питание.

22.4. На движке потенциометра RP4 установить напряжение, равное $\simeq 3$ В.

22.5. Потенциометром RP5 выставить на выходе ОУ NA9(1) в контрольной точке XC2/6 напряжение, равное 3,6 В, что соответствует усилению $K \simeq 3,6/3 = 1,2$.

22.6. Убрать перемычку с конденсатора С19.

23. Проверить работу регулятора тока возбуждения РТВ и установить рекомендуемый коэффициент передачи.

23.1. Замкнуть конденсатор С25 в цепи обратной связи РТВ, сделав его пропорциональным.

23.2. Винт потенциометра RP8 входной цепи РТВ повернуть в крайнее левое положение.

23.3. Отключить цепь возбуждения двигателя.

23.4. Катод диода VD38 схемы защиты от пропадания тока возбуждения соединить с выводом +15 В, исключив тем самым действие защиты.

23.5. Потенциометром RP7 настройки максимальной величины тока возбуждения установить в контрольной точке XC2/6 (выход РНЯ — вход РТВ) напряжение, равное 2 В.

23.6. Потенциометром RP9 установить на выходе РТВ (контрольная точка XC2/4) напряжение, равное $\simeq 5$ В, что соответствует усилению $K = 5/2 = 2,5$.

23.7. Восстановить цепь возбуждения.

24. Установить максимальное значение тока возбуждения.

24.1. Включить питание обоих преобразователей.

24.2. Установить в выключенное состояние переключатель « $I_{\text{в. мин}}$ ».

24.3. Потенциометром RP7 выставить необходимую величину тока возбуждения ($\simeq 1,1$ А).

В случае затруднений в регулировке величины тока проверить правильность работы системы импульсно-фазового управления преобразователя возбуждения и

каналов датчиков напряжения якоря и тока возбуждения. Для этого необходимо просмотреть диаграммы работы ДНЯ, ДТВ и СИФУ по всему тракту схемы в соответствии с рис. 1.36.

Единственная регулировка в канале СИФУ — это подстройка величины пилообразного напряжения при помощи потенциометра RP10.

25. Установить минимальное значение тока возбуждения.

25.1. Включить переключатель « $I_{\text{в. мин}}$ ».

25.2. При помощи потенциометра RP6 установить требуемое значение тока ($\simeq 0,15$ А).

26. Оуществить плавный разгон двигателя до номинальной частоты вращения.

26.1. Убедиться в правильности работы вентилятора-наездника.

26.2. Сфазировать отрицательную обратную связь по частоте вращения. При вращении вала двигателя по часовой стрелке, если смотреть со стороны вала, напряжение на входе XC1/11, 12 должно быть отрицательным.

26.2. Включить силовое питание.

26.3. Деблокировать привод, включить тумблер «Старт».

26.4. Плавно увеличивая задающее напряжение на входе ЗИ до величины ± 2 В, разогнать двигатель.

26.5. Потенциометром RP3 цепи обратной связи по частоте вращения в схеме регулятора скорости установить частоту вращения двигателя, равную 1000 об/мин при $U_{R1} = 2,0$ В.

27. Отрегулировать уставку начала ослабления поля двигателя.

27.1. Плавно разогнать двигатель до номинальной частоты вращения.

27.2. Потенциометром RP4 в цепи задания РНЯ отрегулировать момент начала ослабления поля двигателя при номинальном напряжении якоря приблизительно равным $375 \text{ В} \pm 5$ В.

При недостаточности пределов регулирования потенциометра RP4 использовать потенциометр RP3.

27.3. Плавно затормозить двигатель.

На этом первый этап пуска преобразователя заканчивается. Перед пуском двигателя на максимальную частоту вращения при скачкообразном изменении задающего напряжения необходимо проверить работу системы защиты и диагностики.

28. Отрегулировать действие защиты от перенапряжения цепи якоря (OVERVOLTAGE) $U_{\text{я}} > U_{\text{я. max}}$.

28.1. Вход XC2/2 регулятора напряжения якоря РНЯ соединить с клеммой «M», исключив тем самым действие тракта ослабления поля.

28.2. Винт потенциометра RP12 схемы защиты преобразователя возбуждения повернуть в крайнее правое положение.

28.3. Включить преобразователь.

28.4. Плавно разгоняя двигатель по цепи задания U_{R1} , установить на якоре двигателя напряжение, равное $U_{\text{я}} \simeq 450$ В.

28.5. Потенциометром RP12 добиться срабатывания защиты от перенапряжения.

28.6. Повторить разгон двигателя и убедиться в работе защиты. Записать величину напряжения на движке потенциометра RP12 (5,6 В).

28.7. Установить перемычку XC2/2 — M.

29. Отрегулировать действие защиты от понижения тока возбуждения ниже допустимого уровня (**UNDERCURRENT**).

29.1. Отключить силовое питание якорного напряжения.

29.2. Включить силовое питание преобразователя возбуждения.

29.3. Включить тумблер «*I_B. мин*».

29.4. Потенциометром RP6 установить ток в обмотке возбуждения равным 0,8/*V. мин*.

29.5. Потенциометром RP13 схемы защиты преобразователя возбуждения добиться срабатывания защиты. Записать величину напряжения на движке потенциометра RP13 (≈ 0 , В).

29.6. Проверить действие защиты при плавном уменьшении тока возбуждения, регулируя его величину потенциометром RP6 цепи ограничения *I_B. мин*.

29.7. Установить прежнее значение *I_B. мин* в соответствии с п. 25.

30. Отрегулировать кривую зависимого токоограничения тока якоря (рис. 1.8). Винты потенциометров RP10 и RP12 блока управляемого токоограничения повернуть в крайнее правое положение.

31. Проверить действие защиты пропадания или неправильного чередования фаз.

Последовательно отключить на входах фазосдвигающих фильтров СИФУ преобразователя якоря вторичные обмотки синхронизирующего трансформатора или закоротить на ноль входы компараторов NA1(6)...NA6(6), используя общую точку резисторов R17, R18 и потенциометра RP10 (для канала У). Наблюдать срабатывание защиты.

32. Проверить действие защиты от обрыва цепи тахогенератора (ТАСНО). Для проверки установить частоту вращения двигателя около 200 об/мин и отключить цепь тахогенератора. Убедиться в работе схемы защиты. Если блокировка привода не произойдет, немедленно выключить силовую часть и устранить неисправность, пользуясь принципиальной схемой привода.

33. Проверить действие защиты от понижения уровня питающего напряжения, для чего в схеме стабилизированного источника питания параллельно резистору R5 подключить резистор сопротивлением 5,6 кОм. Наблюдать действие защиты.

34. Проверить работу схемы защиты от длительной перегрузки, для чего подать «единичный» сигнал через резистор R93 на вход транзистора VT1 схемы защиты. Наблюдать включение светодиода HL3 (токоограничение) и через выдержку времени светодиода HL6 (перегрузка).

35. Провести масштабирование выходного напряжения операционного усилителя NA13(7), предназначенного для измерения частоты вращения двигателя.

35.1. На вход задатчика интенсивности подать максимальное задающее напряжение $U_{R1}=10$ В, и установить максимальную частоту вращения ($n=5000$ об/мин).

35.2. Потенциометром RP15 схемы выделения абсолютной величины напряжения тахогенератора установить в измерительной точке XC1/7 напряжение, равное 10 В. Естественно, возможна и другая калибровка измерительного прибора.

36. Провести масштабирование выходного напряжения операционного усилителя NA3(6) предназначенного для измерения величины тока якоря.

36.1. Клемму 26 и катод диода VD41 соединить с потенциометром +1,5 В, вновь исключив блокировки от ошибки в цепи возбуждения и от обрыва цепи тахогенератора.

36.2. Затормозить двигатель механически или отключить его возбуждение.

36.3. Плавно повышая задающее напряжение U_{R1} , установить номинальный ток двигателя $I_{\text{ном}}$.

36.4. Потенциометром RP5 установить в точке измерения XC1/29 напряжение, равное 5 В, тогда при работе токоограничения ($2I_{\text{ном}}$) на выходе измерительной цепи будет максимальное напряжение 10 .

Естественно, возможна и другая калибровка.

37. Провести масштабирование сигнализации $I_{\text{факт}} > I_{\text{зад}}$.

37.1. Аналогично п. 36 установить величину тока якоря равной 1,05 $I_{\text{ном}}$.

37.2. Потенциометром RP13 выхода схемы функционального преобразователя блока управляемого токоограничения добиться свечения светодиода HL1 и включения реле K5.

37.3. Убрать перемычки, восстановить возбуждение или растормозить двигатель.

38. Провести масштабирование сигнализации $n < n_x$.

38.1. Установить частоту вращения равной 250 об/мин.

38.2. Потенциометром RP16 схемы выделения абсолютной величины напряжения тахогенератора добиться прекращения свечения светодиода HL1 и выключения реле K4.

39. Проверить действие сигнализации $n \neq n_{\text{зад}}$ при плавном разгоне двигателя.

40. Проверить действие сигнализации $n < n_{\text{min}}$, плавно повышая задающее напряжение с нулевого уровня.

На этом этап пооперационного контроля и регулировки привода заканчивается.

41. Провести испытания работы привода на холостом ходу в режимах пуска-стопа по и против часовой стрелки и реверсирования во всем диапазоне рабочих частот вращения.

Убедиться в оптимальности переходных процессов частоты вращения и тока [5,10]. При необходимости провести настройку переходных процессов.

42. Провести аналогичные испытания под нагрузкой.

Как видно из приведенной методики наладки, этот процесс очень сложен. Однако следует помнить, что каждый электропривод поставляется заказчику полностью настроенным с комплектным электродвигателем и приведенным моментом инерции нагрузки, поэтому данную методику следует считать дополнительным пособием для более глубокого понимания принципов работы привода. Это позволит быстро устранять возможные отдельные неисправности.

КОМПЛЕКТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ГЛАВНОГО ДВИЖЕНИЯ ТИПА «КЕМТОР»

Электропривод типа «Кемтор» производства НРБ предназначен для управления приводами главного движения токарных, фрезерных и других станков и представляет собой электропривод постоянного тока с двухзонным регулированием скорости. В первой зоне регулирование осуществляется при постоянстве момента $M=\text{const}$ за счет изменения подводимого к якорю двигателя напряжения при постоянном потоке возбуждения ($D=1:1000$), во второй зоне при постоянстве мощности $P=\text{const}$ за счет ослабления тока возбуждения при номинальном значении напряжения якоря ($D=1:3,5$).

В состав привода входят (рис. 2.1):

- преобразователь тиристорный для питания якоря и обмотки возбуждения двигателя;
- электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением и встроенным

Таблица 2.1

Тип двигателя	Номинальная мощность P_n , кВт	Номинальная скорость n_n (min^{-1})	Максимальная скорость n_{\max} (min^{-1})	Момент инерции J , kGm^2	Масса, кг
MP112S	3,7	1000	5500	0,025	90
MP112M	5,5	1000	5500	0,0661	98
MP112L	7,5	1000	5500	0,090	115
MP132S	5,5	1000	3500	0,060	119
MP132SA	5,5	1000	5500	0,060	119
MP132M	11	1000	3500	0,141	165
MP132MA	11	1000	4500	0,141	165
MP132L	15	1000	3500	0,163	185
MP132LA	15	1000	4500	0,163	185
MP132MB	18,5	1500	4500	0,141	167
MP160M	22	1000	4500	0,410	268
MP160L	30	1000	4000	0,456	298
MP225S	55	1000	3000	1,120	650
MP225M	55	600	2500	1,840	735
MP225MB	55	600	2500	1,840	780
MP225L	70	800	2500	2,100	735



Рис. 2.1. Общий вид привода «Кемтор»

ными тахогенератором и вентилятором. Технические данные электродвигателей приведены в табл. 2.1.

- коммутационный трехфазный дроссель;
- трансформатор для питания обмотки возбуждения;
- коммутационный блок.

Конструктивно преобразователь выполнен по блочной структуре, позволяющей производить оперативную замену блоков и свободный доступ ко всем элементам и контрольным точкам.

Схемные и конструктивные решения преобразователя максимально унифицированы с электродвигателями подачи типа «Кемрон» [5].

Технические характеристики электропривода «Кемтор» соответствуют стандарту СТ СЭВ 3572—82.

Описание работы преобразователя

Тиристорный преобразователь питания обмотки якоря двигателя выполнен на двух встречно соединенных трехфазных мостовых выпрямителях. Питание преобра-

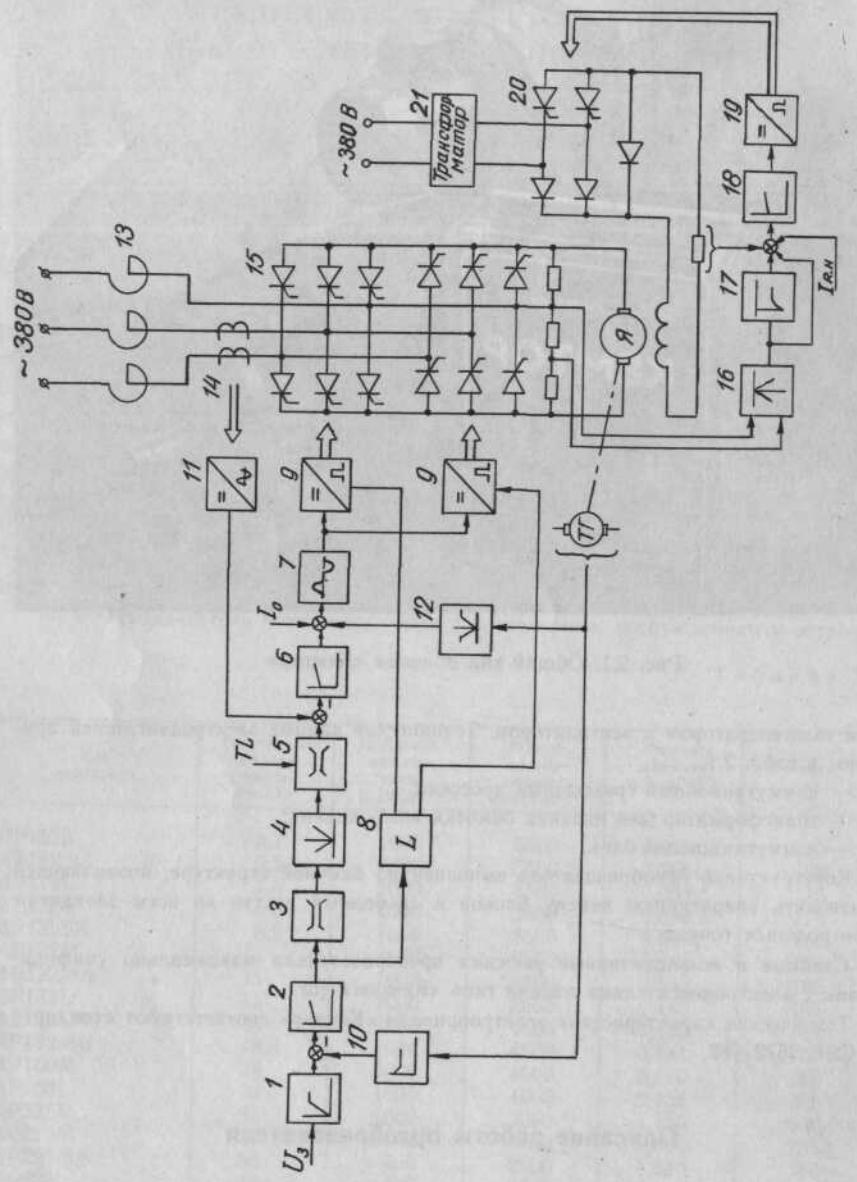


Рис. 2.2. Блок-схема привода «Кемтор»

зователей от сети осуществляется через трехфазный анодный реактор, защищающий его от коммутационных токов и коротких замыканий. Управление реверсивного преобразователя — раздельное. Система автоматического регулирования выполнена по двухконтурной схеме подчиненного регулирования с регуляторами скорости и тока.

Питание обмотки возбуждения осуществляется нереверсивным полууправляемым однофазным выпрямителем. Величина тока возбуждения регулируется в зависимости от напряжения якоря.

Разветвленная цепь электронных защит и рабочей диагностики практически исключает выходы из строя элементов преобразователя в аварийных режимах.

Блок-схема преобразователя приведена на рис. 2.2. Здесь: 1 — задатчик интенсивности разгона и торможения ЗИ; 2 — регулятор скорости РС; 3 — блок токоограничения БТ; 4 — блок модуля задания тока БМТ; 5 — блок ограничения момента БОМ; 6 — регулятор тока РТ; 7 — блок задания тока при нулевой скорости; 8 — логический блок раздельного управления ЛБ; 9 — система импульсно-фазового управления якоря СИФУ(я); 10 — корректирующая цепочка КЦЯ; 11 — датчик тока якоря ДТЯ; 12 — блок модуля напряжения тахогенератора БМТГ; 13 — сетевой дроссель Др; 14 — трансформатор тока ТрТ; 15 — реверсивный выпрямитель якорного напряжения ПрЯ; 16 — блок модуля якорного напряжения БМЯ; 17 — корректирующая цепочка КЦВ; 18 — регулятор тока возбуждения РВ; 19 — система импульсно-фазового управления возбуждения СИФУ(в); 20 — нереверсивный выпрямитель питания цепи возбуждения ПрВ; 21 — трансформатор питания цепи возбуждения ТрВ.

Описание работы принципиальной схемы электропривода выполним раздельно для цепей управления якорем и возбуждением.

I. Управление якорной цепью

Силовая схема (рис. 2.3) преобразователя якоря выполнена по реверсивной бестрансформаторной трехфазной встречно соединенной мостовой схеме. Защита управляемого выпрямителя от коммутационных перенапряжений выполнена трехфазным анодным реактором в цепи питания ~ 380 В и шунтированием тиристоров RC-цепочками.

Управление группами преобразователя — раздельное. При работе одной группы устройство логики запрещает подачу импульсов управления на другую группу, и наоборот.

Характерной особенностью трехфазных мостовых управляемых схем выпрямления является необходимость подачи на управляющий электрод одного импульса шириной не менее 60 эл. градусов или двух коротких, подаваемых через 60 эл. градусов. Только при этом обеспечивается условие неразрывности цепи протекания тока, так как в мостовой схеме одновременно проводят ток два вентиля: вентиль, к аноду которого подводится самое положительное напряжение, и вентиль, к катоду которого подводится самое отрицательное напряжение (рис. 2.4).

Первый импульс пары определяет угол открытия тиристора в положительной

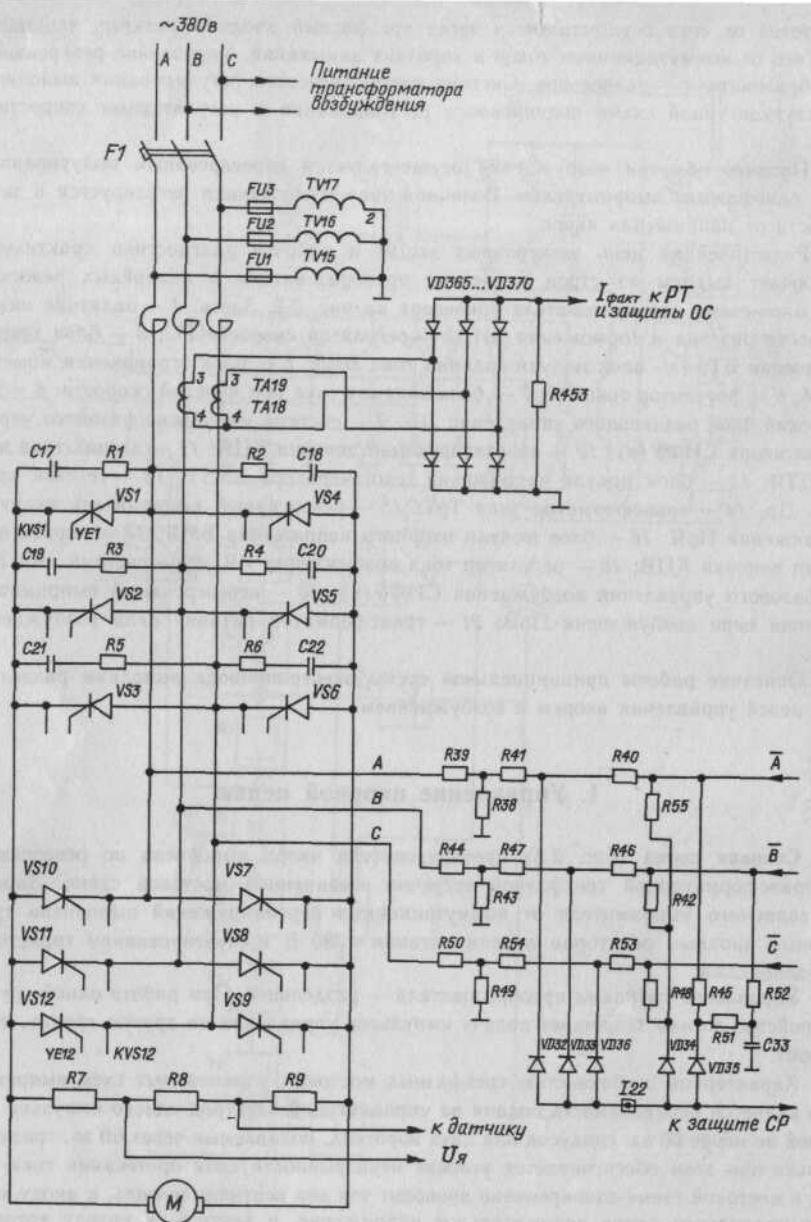


Рис. 2.3. Силовая схема

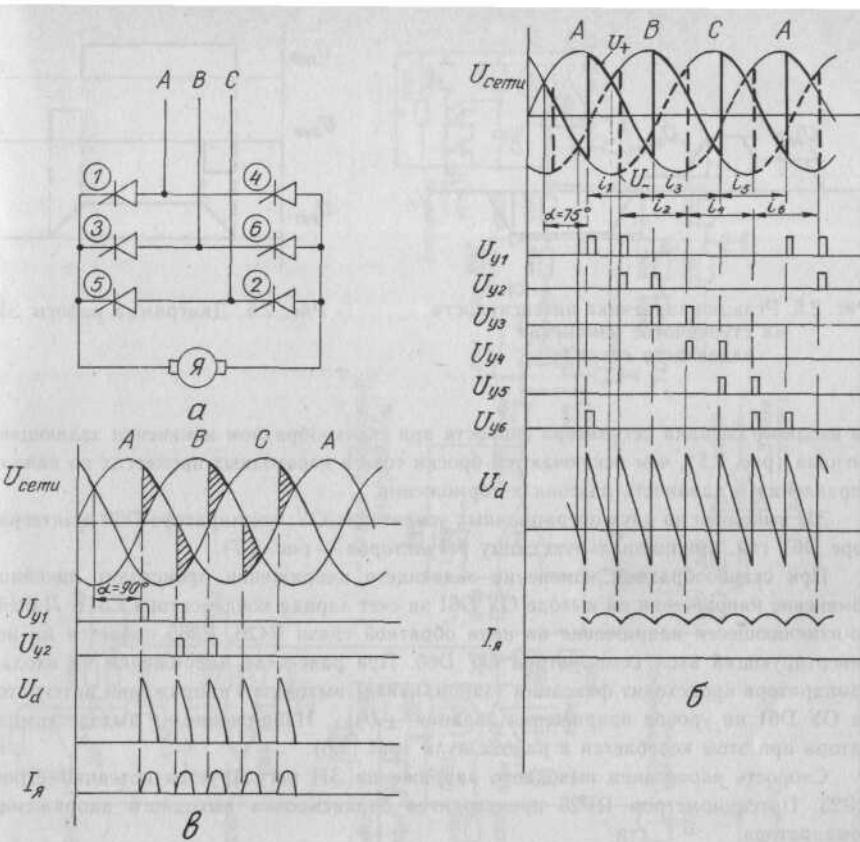


Рис. 2.4. Принципы подачи управляющих импульсов в мостовой схеме выпрямления:
а — схема выпрямления; б — режим непрерывного тока ($\alpha=75^\circ$);
в — режим прерывистого тока ($\alpha=90^\circ$)

полуволне питающего напряжения, второй — в отрицательной полуволне (режим прерывистого тока). В случае непрерывного тока второй импульс подтверждает необходимость открытия данного тиристора при коммутации других вентилей.

Сдвиг между парами импульсов одной группы (анодной или катодной) — 120 эл. градусов, а между парами импульсов на одной фазе разных групп выпрямителей — 180 эл. градусов.

Частота выходного напряжения якоря в 6 раз превышает частоту сети, что создает благоприятные условия для поддержания непрерывного тока без дополнительных слаживающих элементов. Принятая на рис. 2.4. нумерация тиристоров соответствует очередности их включения.

Задатчик интенсивности ЗИ предназначен для линейного изменения во време-

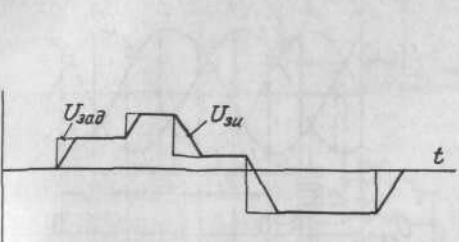


Рис. 2.5. Реакция задатчика интенсивности на ступенчатое изменение задающего сигнала

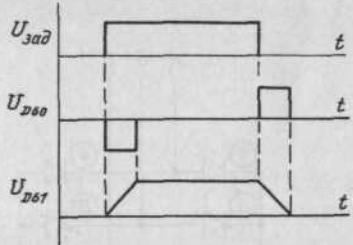


Рис. 2.6. Диаграмма работы ЗИ

ни входного сигнала регулятора скорости при скачкообразном изменении задающего сигнала (рис. 2.5), чем исключаются броски тока в переходных процессах по каналу управления и плавность разгона и торможения.

ЗИ выполнен на двух операционных усилителях ОУ: компараторе D60 и интеграторе D61 (см. принципиальную схему регуляторов — рис. 2.7).

При скачкообразном изменении задающего напряжения происходит линейное изменение напряжения на выходе ОУ D61 за счет заряда конденсатора C317. Линейно-изменяющееся напряжение по цепи обратной связи R426, R365 подается на неинвертирующий вход компаратора ОУ D60. При равенстве напряжений на входах компаратора происходит фиксация (запоминание) выходного напряжения интегратора ОУ D61 на уровне напряжения задания $\pm U_{\text{зад}}$. Напряжение на выходе компаратора при этом колеблется в районе нуля (рис. 2.6).

Скорость нарастания выходного напряжения ЗИ регулируется потенциометром RP23. Потенциометром RP26 производится балансировка выходного напряжения компаратора.

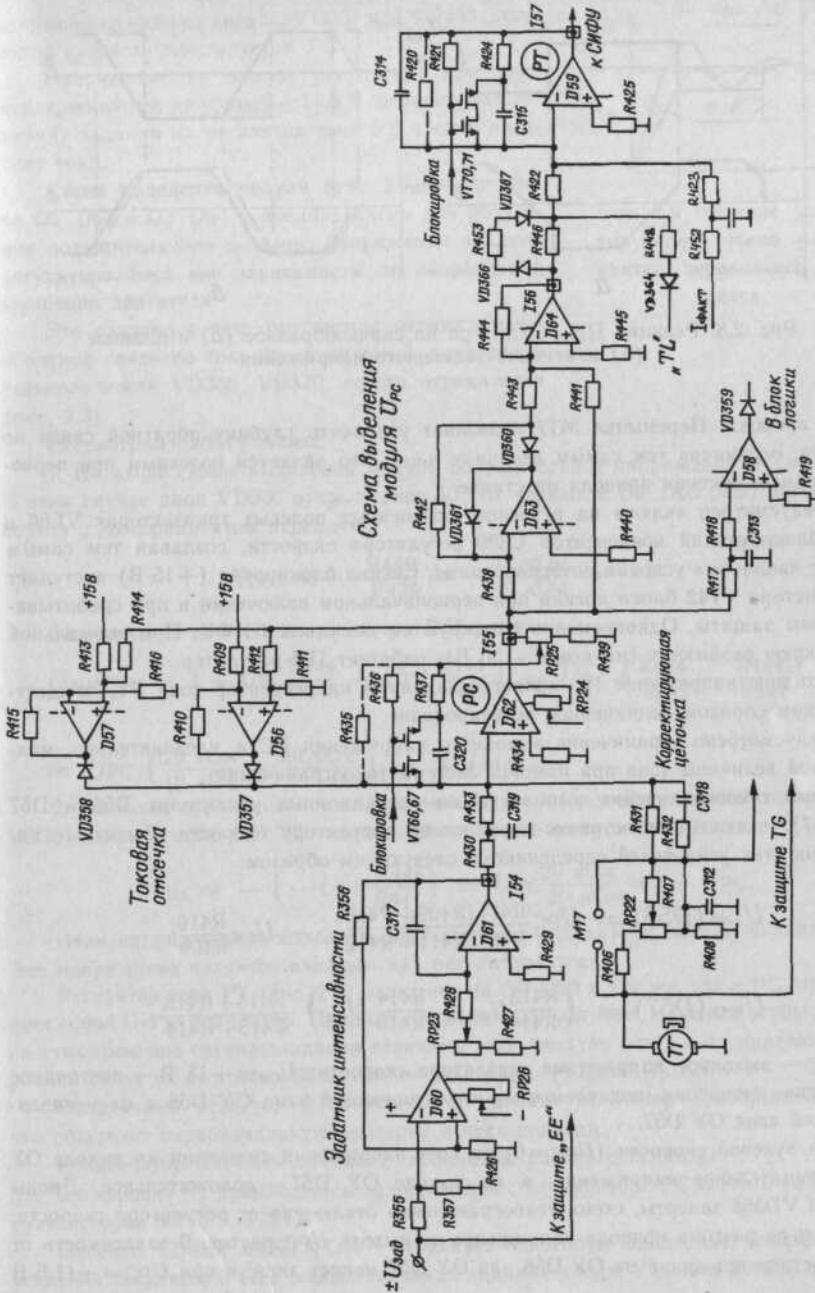
Регулятор скорости (рис. 2.7) представляет собой пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор и выполнен на операционном усилителе D62. На инвертирующем входе регулятора происходит суммирование управляющего сигнала скорости, поступающего с задатчика интенсивности ЗИ, и сигнала отрицательной обратной связи по скорости, снимаемого с тахогенератора ТГ и имеющего противоположную полярность. Диапазон изменения входного управляющего напряжения от 0 до ± 10 В. Реакция регулятора на скачок изменения входного сигнала показана на рис. 2.8.

Балансировка РС осуществляется при помощи потенциометра RP24.

Для удобства проверки и первоначального пуска привода предусмотрено наладочное сопротивление R435, позволяющее сделать регулятор пропорциональным с коэффициентом передачи около единицы ($K \approx 1$).

Настройка динамических характеристик привода осуществляется изменением коэффициента усиления регулятора потенциометром RP25. В цепи обратной связи по скорости предусмотрена корректирующая цепочка R432, C318, позволяющая подстраивать ускорение и уменьшать перерегулирование (рис. 2.9).

Потенциометром RP22 осуществляется установка максимальной скорости вра-



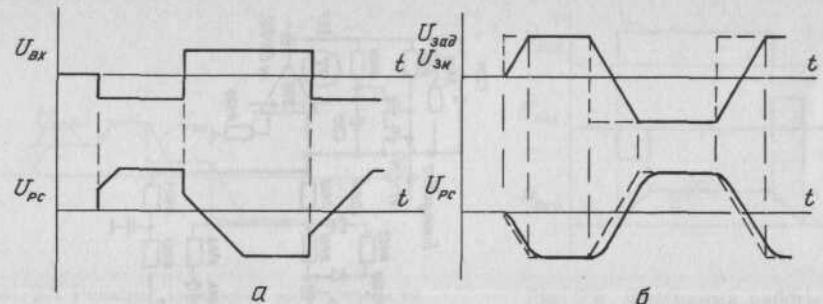


Рис. 2.8. Реакция ПИ-регулятора на скачкообразное (а) и плавное (б) изменение задающего напряжения

щения привода. Перемычка M17 позволяет увеличить глубину обратной связи по скорости, ограничив тем самым величину n_{\max} , что является полезным при первоначальном включении привода на станке.

Предусмотрен «ключ» на встречно включенных полевых транзисторах VT66 и VT67, блокирующий конденсатор C320 регулятора скорости, создавая тем самым нулевые начальные условия интегрирования. Сигнал блокировки (+15 В) поступает с транзистора VT42 блока логики при первоначальном включении и при срабатывании схемы защиты. Одновременно блокируются импульсы СИФУ. При нормальной работе ключ разомкнут (на входе — 30 В), работает ПИ-регулятор.

Выходное напряжение РС является заданием на регулятор тока РТ, осуществляя таким образом подчиненное регулирование.

Предусмотрено ограничение выходного напряжения РС и, следовательно, максимальной величины тока при помощи системы токоограничения.

Схема токоограничения выполнена на операционных усилителях D56 и D57 (рис. 2.7), включенных встречно-параллельно регулятору скорости. Выходные напряжения этих усилителей определяются следующим образом:

$$U_{\text{вых}}(D56) = U_{\text{PC}} \frac{R411(R409+R410)}{R409(R411+R412)} - U_{\text{см}} \frac{R410}{R409};$$

$$U_{\text{вых}}(D57) = \left(\frac{R413}{R416} U_{\text{PC}} + \frac{R414}{R416} U_{\text{см}} \right) \frac{R415+R416}{R413+R414},$$

где U_{PC} — выходное напряжение регулятора скорости; $U_{\text{см}}=+15$ В — постоянное напряжение смещения, подаваемое на инвертирующий вход ОУ D56 и на неинвертирующий вход ОУ D57.

При нулевой скорости ($U_{\text{PC}}=0$) за счет напряжения смещения на выходе ОУ D56 отрицательное напряжение, а на выходе ОУ D57 — положительное. Диоды VD357 и VD358 заперты, схема токоограничения отключена от регулятора скорости.

По мере разгона привода напряжение на выходе U_{PC} растет. В зависимости от полярности напряжение на ОУ D56 или ОУ D57 меняет знак, и при $U_{\text{PC}}=\pm 11,5$ В

открывается один из диодов: VD357 или VD358, регулятор скорости шунтируется.

Напряжение на выходе регулятора при этом поддерживается на уровне $\pm 11,5$ В, ограничивая величину задания на регулятор тока РТ и саму величину тока.

Схема выделения модуля (рис. 2.7) выполнена на ОУ D63 и ОУ D64 и предназначена для получения положительного входного напряжения задания регулятора тока вне зависимости от направления вращения двигателя.

Это связано с тем, что сигнал отрицательной обратной связи по току $I_{\text{Я}}$, снимаемый с выпрямительного моста VD365...VD370, всегда отрицателен (рис. 2.3).

Рассмотрим работу схемы:

1. На входе схемы выделения модуля положительное напряжение $U_{\text{вх}}=+U_{\text{PC}}$. В этом случае диод VD360 открыт, диод VD361 закрыт и ОУ D63 работает как инвертор с коэффициентом передачи

$$K_{\text{D63}} = - \frac{R442}{R438} = - \frac{10 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм}} = -1.$$

Напряжение на выходе сумматора D64 равно:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= - \left(-U_{\text{PC}} \frac{R444}{R443} + U_{\text{PC}} \frac{R444}{R441} \right) = U_{\text{PC}} \left(\frac{R444}{R443} - \frac{R444}{R441} \right) = \\ &= U_{\text{PC}} \left(\frac{20 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм}} - \frac{20 \text{ кОм}}{20 \text{ кОм}} \right) = +U_{\text{PC}}. \end{aligned}$$

2. На входе отрицательное напряжение $U_{\text{вх}}=-U_{\text{PC}}$. Диод VD360 заперт, диод VD361 открыт, через ОУ D63 входное напряжение не проходит. Тогда

$$U_{\text{вых}} = - \left(-U_{\text{PC}} \frac{R444}{R441} \right) = U_{\text{PC}} \frac{20 \text{ кОм}}{20 \text{ кОм}} = +U_{\text{PC}}.$$

Итак, напряжение на выходе схемы выделения модуля $|U_{\text{PC}}|$ всегда положительно. Это напряжение является входным для регулятора тока.

Регулятор тока РТ (рис. 2.7) выполнен на ОУ D59 и так же, как и РС, представляет собой ПИ-регулятор. Принцип его работы аналогичен. На входе осуществляется суммирование сигнала задания величины тока (модуль U_{PC}) и отрицательной обратной связи от фактической величины тока $I_{\text{факт}}$ (VD365...VD370).

Наладочный резистор R420 позволяет сделать регулятор пропорциональным, что облегчает первоначальную проверку и пуск привода.

Конденсатор C314 обеспечивает стабильную работу регулятора.

Блокировка РТ производится одновременно с блокировкой РС ключом на полевых транзисторах VT70 и VT71.

Цепочка VD366, R453, VD367 выполняет некоторую адаптацию коэффициента усиления регулятора. При малых сигналах задания диоды VD366 и VD367 заперты.

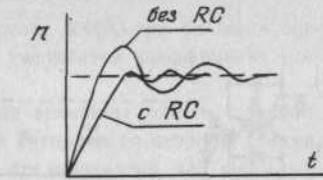


Рис. 2.9 Влияние корректирующего звена на характер переходного процесса

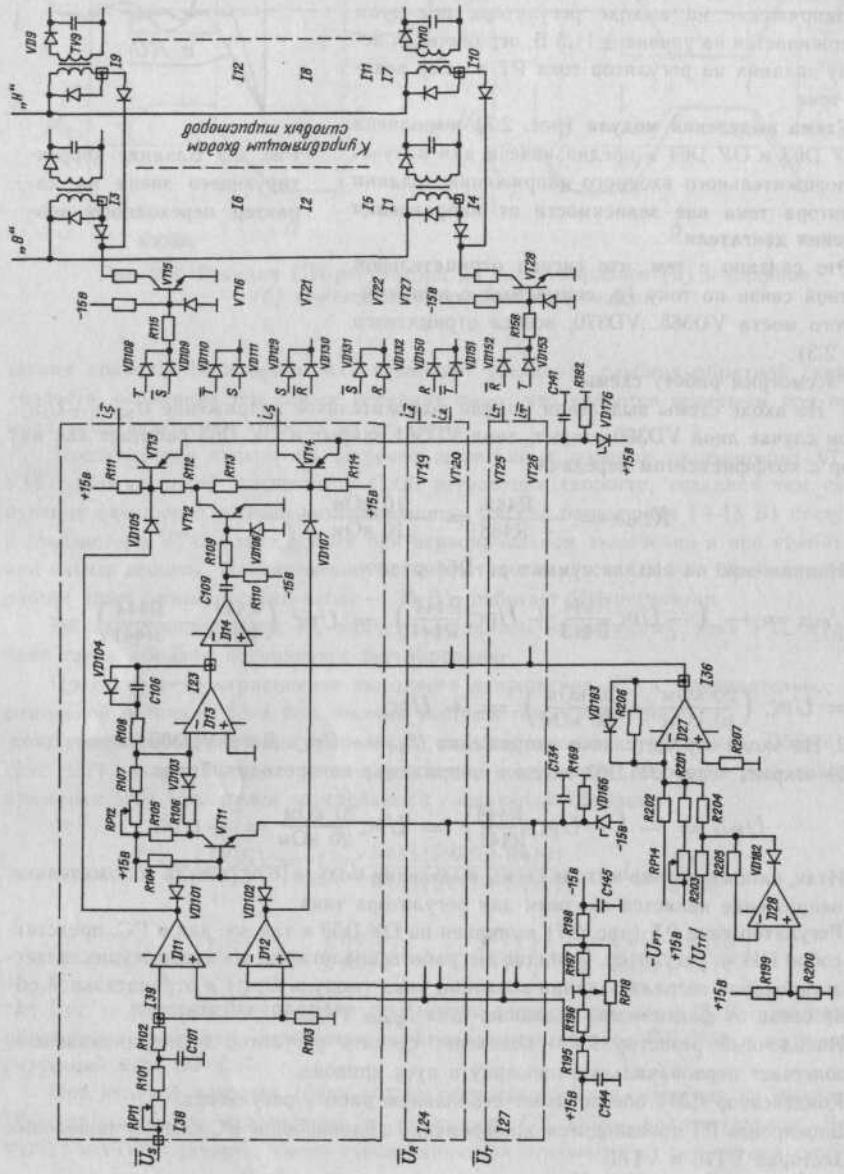


Рис. 2.10. Принципиальная схема СИФУ

Коэффициент передачи определяется величиной резистора R446, при больших сигналах параллельно ему подключается резистор R453, увеличивая коэффициент усиления.

По цепи VD364, R448 предусмотрено ограничение величины тока и, следовательно, развиваемого двигателем момента от внешних сигналов со стороны станка.

Система импульсно-фазового управления СИФУ предназначена для формирования и синхронизации управляющих импульсов по фазам силовой схемы преобразователя. СИФУ выполнено по вертикальному принципу и состоит из трех одинаковых каналов управления для каждой фазы силовой цепи R , S и T (рис. 2.10).

Напряжение синхронизации U_R (U_S , U_T), противофазное силовому питанию, подается на каналы СИФУ со вторичных обмоток трансформаторов VT15, VT16 и VT17 соответственно. Это напряжение задерживается цепочкой RP11, R101, C101 приблизительно на 33 эл. градусов и подается на компараторы, выполненные на ОУ D11 и D12 (каналы фазы S). Выходные напряжения компараторов имеют взаимно-инверсную прямоугольную форму, однако их фронты сдвинуты за счет подачи на вторые входы компараторов разнополярного напряжения смещения. Величина смещения регулируется потенциометром RP18.

Формируемый схемой совпадения (VD101 и VD102) короткий отрицательный импульс запускает ждущий генератор пилообразного напряжения, выполненный на ОУ D13 и транзисторе VT11. При закрытом транзисторе VT11 конденсатор C106 заряжается от источников питания +15 В, формируя линейно-изменяющееся выходное напряжение. Его крутизна и, следовательно, амплитуда регулируются потенциометром RP12. Во время отрицательного импульса на базе транзистора VT11, т. е. его открытого состояния, конденсатор C106 быстро разряжается. Резистор R108 и диод VD104 формируют положительный импульс пилообразного напряжения.

На операционном усилителе D14 осуществляется сравнение величины пилообразного напряжения с управляющим напряжением, поступающим с выхода ОУ D28.

На инвертирующем входе ОУ D28 осуществляется суммирование трех сигналов:

— положительного напряжения смещения от источника +15 В и регулируемого потенциометром RP19. При нулевом задающем напряжении под действием смещения на выходе ОУ D28 выставляется напряжение —6,5 В, что обеспечивает величину начального угла запаздывания зажигания $\alpha_0 \approx 125$ —130 эл. градусов. При таком угле α управляющий импульс подается за точкой естественного зажигания ($\alpha_0 = -120$ эл. град.), т. е. в зоне отрицательных напряжений для силовых тиристоров. Начальный ток отсутствует, однако появляется «мертвая зона» в характеристике управления. Вращение двигателя начинается при углах, меньших 120 эл. градусов;

— отрицательного напряжения управления от регулятора тока РТ, сдвигающего управляющие импульсы влево, в сторону уменьшения угла запаздывания зажигания α , обеспечивающего управление приводом в первой зоне;

— модуля напряжения сигнала, пропорционального напряжению тахогенератора, осуществляющего отрицательную обратную связь по скорости в первой зоне регулирования.

Во второй зоне регулирования скорость напряжение в общей точке резисторов R203...R205 фиксируется на уровне 2,5 В, обратная связь по скорости перестает ра-

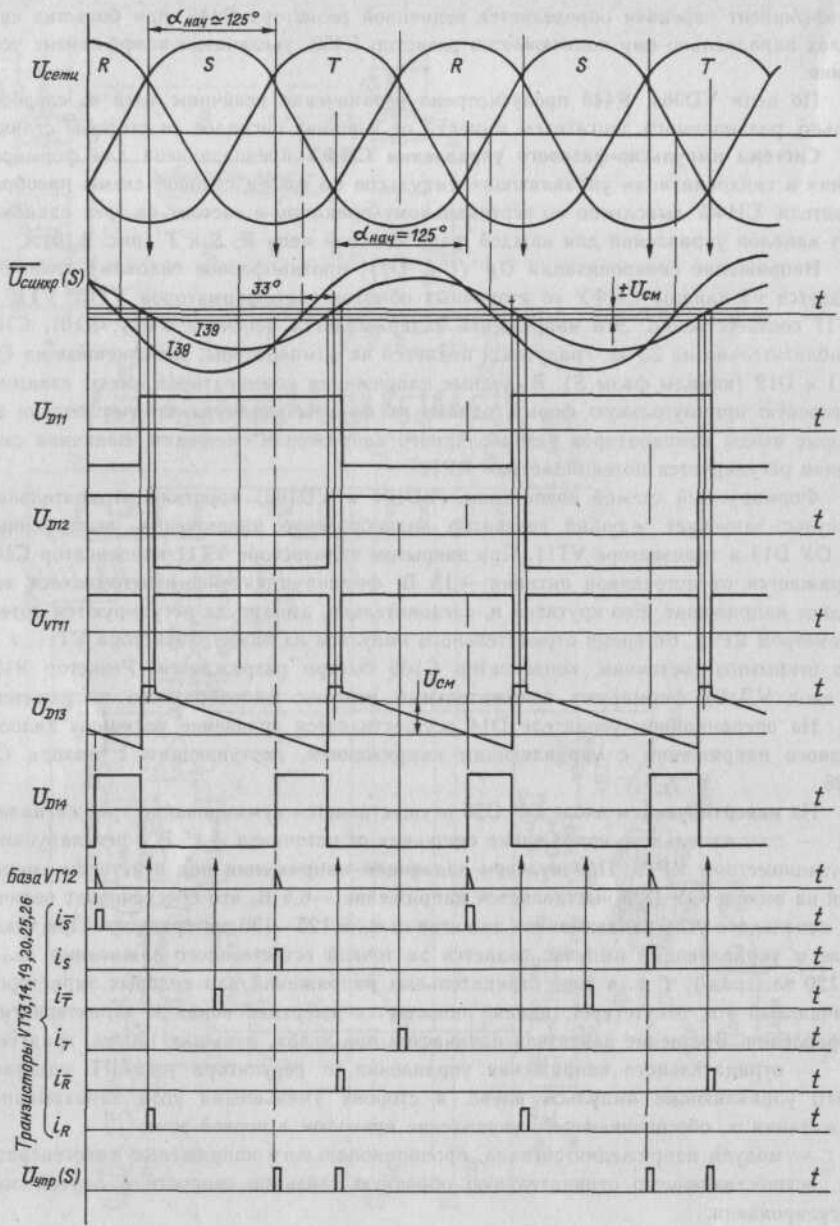


Рис. 2.11. Диаграмма работы канала СИФУ

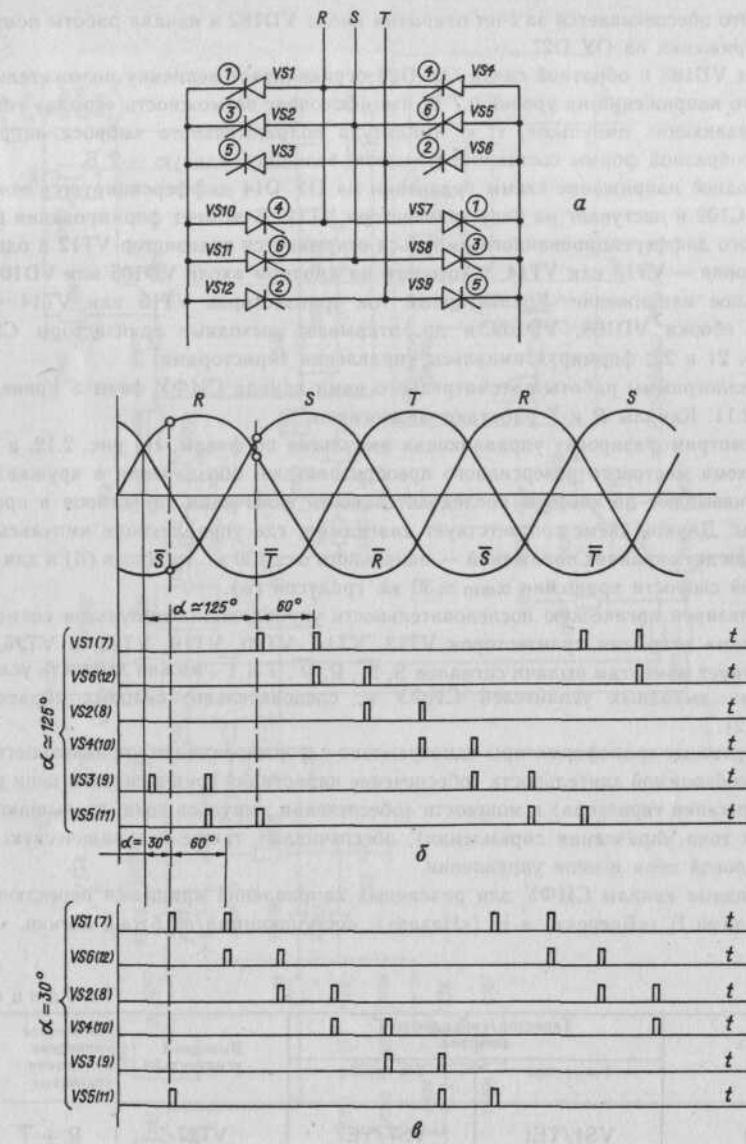


Рис. 2.12. Фазировка управляющих импульсов по фазам:
а — силовая схема; б — $\alpha_{\text{нач}} \approx 130^\circ$; в — $\alpha_{\text{мин}} \approx 30^\circ$

ботать. Это обеспечивается за счет открытия диода VD182 и начала работы повторителя напряжения на ОУ D27.

Диод VD183 в обратной связи ОУ D28 ограничивает величину положительного выходного напряжения на уровне 0,7 В, что исключает возможность «срыва» генерации управляющих импульсов, т. к. амплитуда положительного выброса напряжения пилообразной формы составляет большую величину, равную +2 В.

Выходное напряжение схемы сравнения на ОУ D14 дифференцируется конденсатором C109 и поступает на базу транзистора VT12. В момент формирования положительного дифференцированного импульса открывается транзистор VT12 и один из транзисторов — VT13 или VT14, у которого на диодном входе VD105 или VD107 отрицательное напряжение. Коллекторный ток транзисторов VT13 или VT14 через диодные сборки VD108, VD109 и др. открывает выходные транзисторы СИФУ VT15, 16, 21 и 22, формируя импульсы управления тиристорами.

Осциллограммы работы рассмотренного нами канала СИФУ фазы S приведены на рис. 2.11. Каналы R и T работают аналогично.

Рассмотрим фазировку управляющих импульсов по фазам. На рис. 2.12, а приведена схема мостового реверсивного преобразователя, обозначения в кружках которой показывают логическую последовательность включения тиристоров в процессе работы. Данной схеме соответствует диаграмма, где управляющие импульсы показаны для двух крайних положений — начального $\alpha \approx 130$ эл. градусов (б) и для максимальной скорости вращения $\alpha_{\min} \approx 30$ эл. градусов (в).

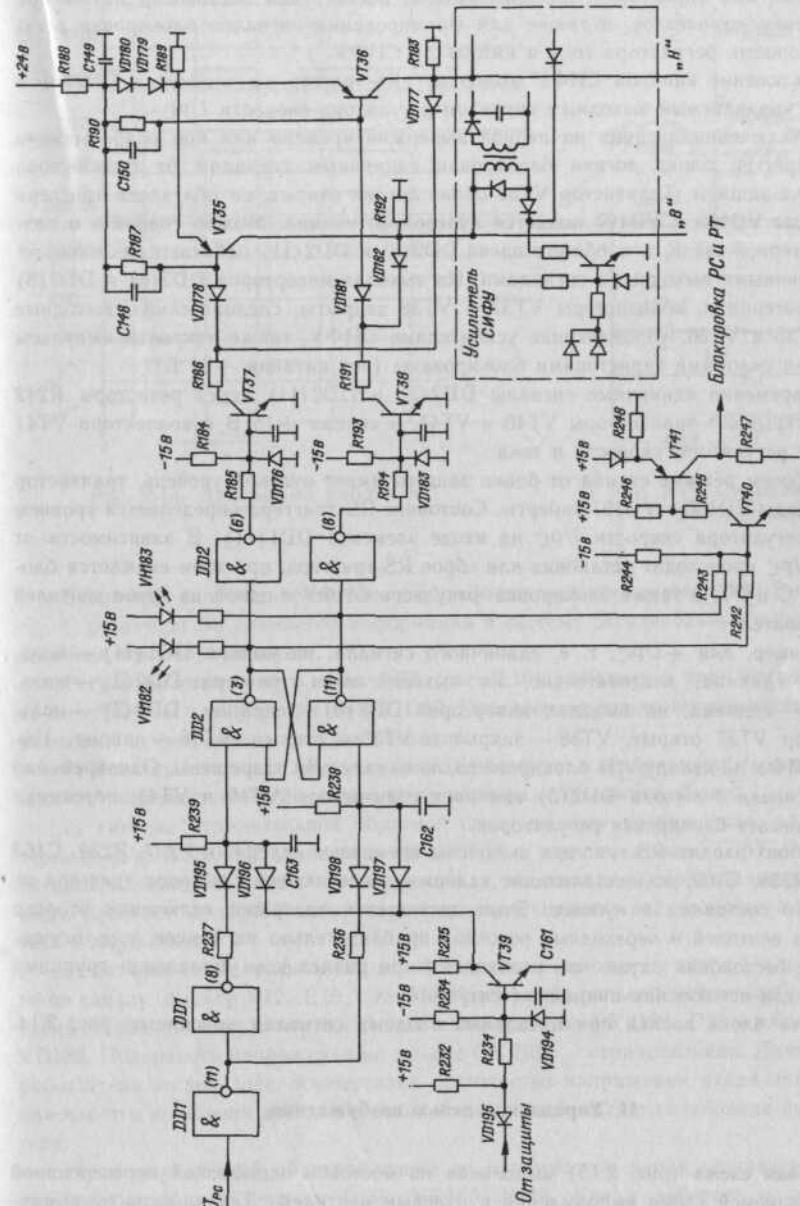
Анализируя логическую последовательность управляющих импульсов совместно с моментами открытия транзисторов VT13, VT14, VT20, VT19, VT25, и VT26, что соответствует моментам выдачи сигналов S, \bar{S} , R, \bar{R} , T и \bar{T} , можно записать условия включения выходных усилителей СИФУ и, следовательно, силовых тиристоров (табл. 2.2).

Импульсные трансформаторы одновременно с формированием управляющего импульса необходимой длительности (обеспечение нарастания тока в силовой цепи выше тока удержания тиристора) и мощности (обеспечения импульса тока, превышающего величину тока управления спрямления), обеспечивают также гальваническую развязку силовой цепи и цепи управления.

Выходные каналы СИФУ для различных направлений вращения переключаются сигналами В («Вперед») и Н («Назад»), поступающими из блока логики.

Таблица 2.2

Последовательность включения	Тиристор/управляющий электрод		Выходной усилитель	Логическое уравнение включения усилителя
	1-я группа	2-я группа		
1	VS1/YE1	VS7/YE7	VT27	R + T
2	VS6/YE6	VS12/YE12	VT16	T + S
3	VS2/YE2	VS8/YE8	VT21	S + R
4	VS4/YE4	VS10/YE10	VT28	R + T
5	VS3/YE3	VS9/YE9	VT15	T + S
6	VS5/YE5	VS11/YE11	VT22	S + R



Блок логики (рис. 2.13) предназначен для осуществления раздельного управления комплектами тиристоров преобразователя, обеспечения бестоковой паузы при переключении комплектов, а также для формирования сигналов блокировки регулятора скорости, регулятора тока и импульсов СИФУ.

Переключение каналов СИФУ выполняет RS-триггер на элементах DD2(3) и DD2(11), управляемый выходным сигналом регулятора скорости U_{PC} .

При включении питания на период выдержки времени или при срабатывании защиты триггер блока логики блокирован единичным сигналом от транзистора VT60 блока защиты. Транзистор VT39 блока логики открыт, на оба входа триггера через диоды VD196 и VD197 подается нулевой потенциал. Можно говорить о разрыве триггерной связи, т. к. оба его плача DD2(3) и DD2(11) работают как инверторы с единичными выходными сигналами. На выходах инверторов DD2(6) и DD2(8) нулевой потенциал, транзисторы VT37 и VT38 закрыты, следовательно, выходные ключи VT35 и VT36, управляемые усилителями СИФУ, также закрыты, импульсы управления силовыми тиристорами блокированы (нет питания +24 В).

Одновременно единичные сигналы DD2(3) и DD2(11) через резисторы R242 и R243 открывают транзисторы VT40 и VT41, и сигнал +15 В с коллектора VT41 блокирует регуляторы скорости и тока.

В рабочем режиме сигнал от блока защиты имеет нулевой уровень, транзистор VT39 и диоды VD196 и VD197 заперты. Состояние RS-триггера определяется уровнем сигнала регулятора скорости U_{PC} на входе элемента DD1(11). В зависимости от сигнала U_{PC} происходит установка или сброс RS-триггера, при этом снимается блокировка РС и РТ, а также блокировка импульсов СИФУ с одной из групп вентилей преобразователя.

Например, для $+U_{PC}$, т. е. единичного сигнала, на выходе DD1(11) — ноль, DD1(8) — единица, следовательно, на выходах плеч триггера DD2(3) — ноль, DD2(11) — единица, на выходах инверторов DD2(6) — единица, DD2(7) — ноль. Транзистор VT37 открыт, VT38 — закрыт и VT35 — открыт, VT36 — закрыт. Импульсы СИФУ по каналу «Н» блокированы, по каналу «В» разрешены. Одновременно нулевой сигнал с выхода DD2(3) запирает транзисторы VT40 и VT41, потенциал —30 В снимает блокировку регуляторов.

На обоих входах RS-триггера включены временные задержки R237, R239, C163 и R236, R238, C162, осуществляющие задержку переключения выходов триггера из единичного состояния в нулевое. Этим достигается задержка включения второго комплекта вентилей в переходных режимах приблизительно на 4 мсек, т. е. осуществляется бестоковая пауза, что необходимо при раздельном управлении группами вентилей для исключения аварийных ситуаций.

Работа блока логики при идеальных входных сигналах поясняется рис. 2.14.

II. Управление цепью возбуждения

Силовая схема (рис. 2.15) выполнена по мостовой однофазной нереверсивной полууправляемой схеме выпрямления с нулевым вентилем. Для защиты от коммутационных перенапряжений тиристоры зашунтированы RC-цепочками.

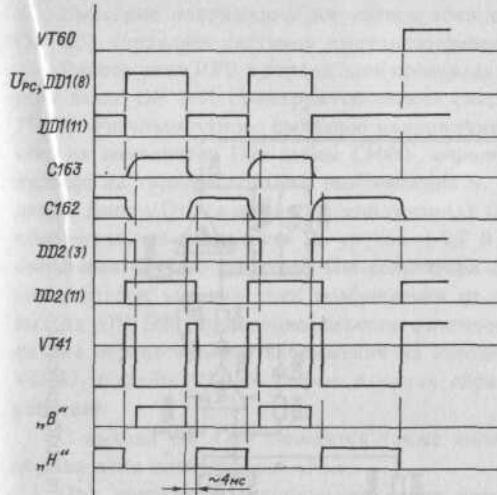


Рис. 2.14. Диаграмма работы БЛ

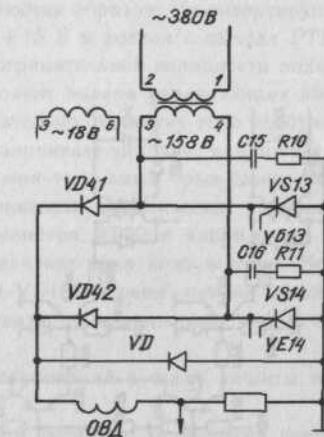


Рис. 2.15. Силовая схема возбудителя

Вторичное напряжение силового трансформатора составляет ≈ 160 В.

С резистора Sh снимается информация в систему регулирования о фактической величине тока возбуждения.

Регулятор тока возбуждения РТВ (рис. 2.16) выполнен в виде пропорционально-интегрального регулятора на ОУ D30. На инвертирующем входе регулятора производится суммирование четырех сигналов:

1) величины задания номинального значения тока возбуждения $I_{в.н.}$, регулируемого потенциометром RP20. Полярность сигнала — положительная;

2) сигнала отрицательной обратной связи по току возбуждения, подаваемого через фильтр R208, C154, инвертор на ОУ D29 и ключ на диоде VD187. Полярность сигнала на входе ОУ D29 — положительная, на выходе — отрицательная. Данный ключ работает в первой зоне регулирования скорости, поддерживая постоянство тока возбуждения;

3) сигнала отрицательной обратной связи по напряжению якоря $U_{Я}$, подаваемого по каналу: фильтр R12...R15, C23...C24; дифференциальный усилитель на ОУ D21; схема выделения модуля отрицательной полярности на ОУ D32...D33 и ключ на диоде VD188. Полярность напряжения на выходе ОУ D33 — отрицательная. Данный канал работает во второй зоне, осуществляя постоянство напряжения якоря при увеличении частоты вращения двигателя выше номинальной за счет ослабления поля двигателя;

4) сигнала гибкой обратной связи по напряжению якоря, подаваемого через дифференцирующую цепочку C156, VD189, R216. Канал работает в переходных режимах.

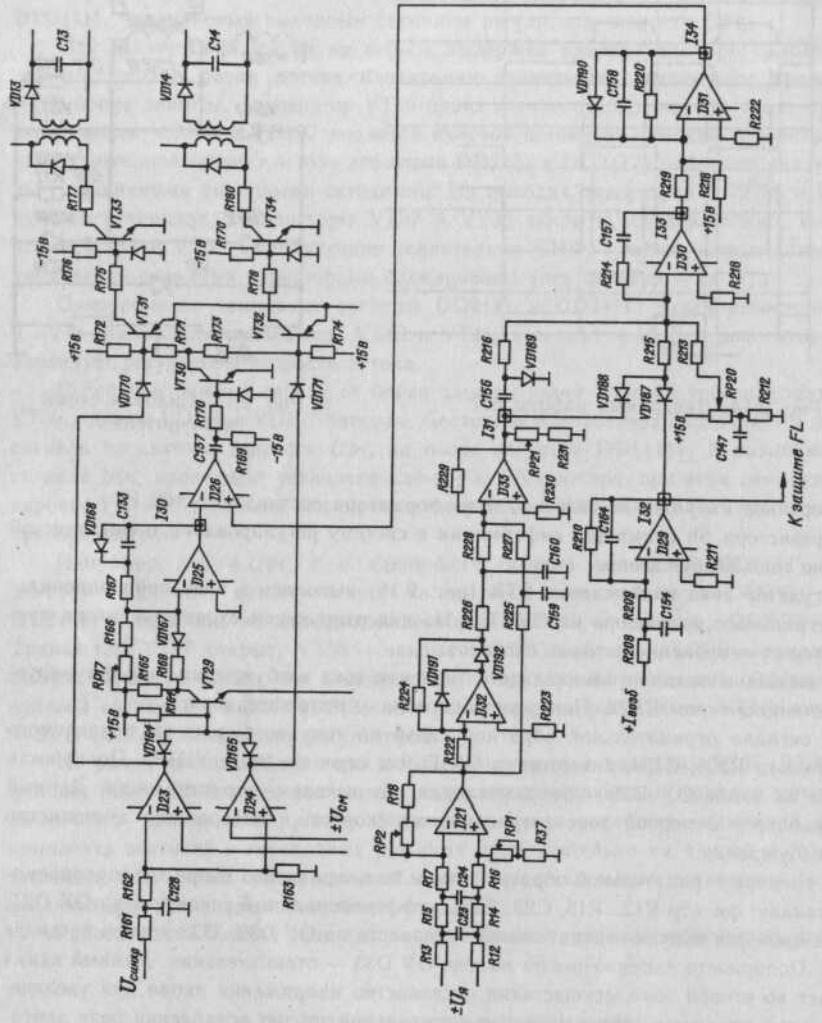


Рис. 2.16. Принципиальная схема управления воздушным судном

Выходное напряжение регулятора тока возбуждения РТВ через усилитель на ОУ D31 управляет системой импульсно-фазового управления канала возбуждения.

Работа цепи РТВ в первой зоне происходит следующим образом. На инвертирующем входе ОУ D31 суммируются сигнал смещения +15 В и сигнал с выхода РТВ (D30). Результирующее выходное напряжение D31 отрицательной полярности подается на компаратор D26 схемы СИФУ, определяя момент подачи управляющих импульсов на тиристоры схемы выпрямления и, следовательно, величину тока возбуждения. Диод VD190 в цепи обратной связи ОУ D31 ограничивает выходное напряжение положительной полярности до уровня +0,7 В, исключая тем самым срыв генерации импульсов СИФУ. На входе ПИ-регулятора обеспечивается динамическое равновесие сигналов задания тока возбуждения от потенциометра RP20 и напряжения с выхода ОУ D29, пропорционального фактической величине тока возбуждения. Величина отрицательного напряжения на катоде диода VD188 меньше, чем на катоде VD187, поэтому VD188 закрыт и канал обратной связи по напряжению якоря не работает.

С выхода ОУ D29 снимается также сигнал, поступающий в схему защиты от обрыва цепи возбуждения «FL».

При достижении напряжения якоря номинальной величины происходит переключение на регулирование во второй зоне. Отрицательное напряжение на выходе схемы выделения модуля ОУ D33 открывает диод VD188 и закрывает диод VD187. На выходе РТВ появляется скачок положительного напряжения, на выходе ОУ D31 — отрицательного, что приводит к смещению управляющего импульса вправо, т. е. к ослаблению поля, двигатель разгоняется выше скорости идеального холостого хода до установления нового динамического равновесия в соответствии с величиной задания скорости.

Потенциометрами RP1 и RP2 осуществляется балансировка дифференциального усилителя и установка начала работы канала обратной связи по напряжению.

Гибкая обратная связь через конденсатор C156 улучшает динамику переходного процесса. Диод VD189 ограничивает величину положительного скачка напряжения.

Система импульсно-фазового управления СИФУ предназначена для формирования и синхронизации подачи управляющих импульсов по фазам цепи полууправляемого возбудителя. Диаграмма работы СИФУ возбудителя приведена на рис. 2.17.

Напряжение синхронизации $U_{\text{синх}}$ подается на входы компараторов D23 и D24, инверсные входы которых смешены постоянными напряжениями $\pm U_{\text{см}} \approx 300$ мВ. За счет напряжений смещения выходные напряжения ОУ D23 и D24 прямоугольной разнополярной формы имеют перекрытие. Формируемый схемой «И» на диодах VD164 и VD165 отрицательный импульс запускает ждущий генератор пилообразного напряжения, выполненных на ОУ D25 и транзистора VT29.

Компаратор D26 осуществляет сравнение величины пилообразного напряжения с управляющим, поступающим с выхода ОУ D31 канала регулятора РТВ. Выходное напряжение компаратора дифференцируется конденсатором С137, открывая транзистор VT30 и один из транзисторов VT31 или VT32, у которого на диодном входе отрицательное напряжение. Коллекторный ток транзисторов VT31 или VT32 открывает соответствующий выходной усилитель VT33 или VT34, формируя управляющий импульс для силовых тиристоров возбудителя.

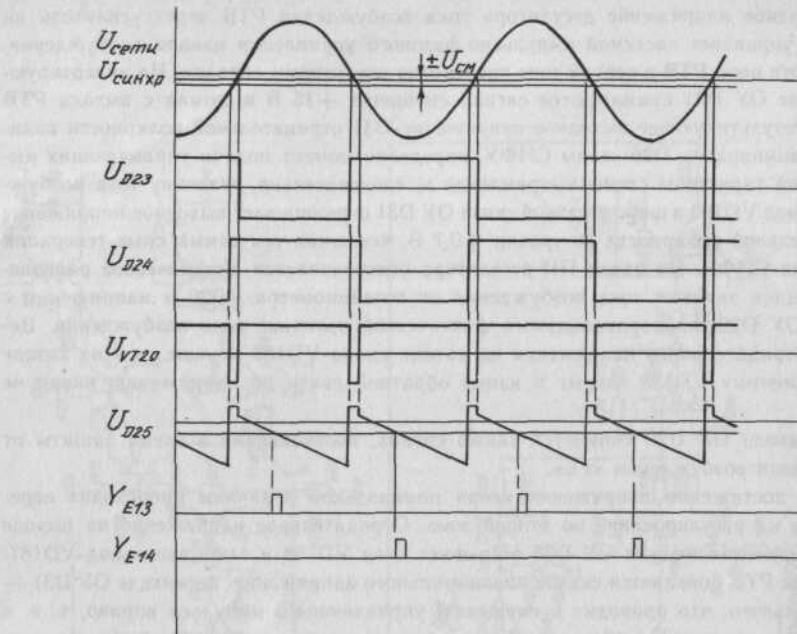


Рис. 2.17. Диаграмма работы СИФУ возбудителя

Система защит преобразователя. В комплектном электроприводе «Кемтор» предусмотрена целый комплекс электронных защит и сигнализации, обеспечивающих удобство ввода привода в эксплуатацию и надежную работу. Блок-схема организации комплекса защит показана на рис. 2.18, а полная принципиальная схема на рис. 2.19. Ниже дается подробный разбор принципов их работы.

Защита от обрыва обратной связи по скорости TG (Tachogenerator) включает в себя автоколебательный генератор Вина, выполненный на ОУ D49; схему памяти, выполненную на компараторе с положительной обратной связью D43, и схему индикации на транзисторе VT53 и светодиоде VH304.

При нормальной работе низкое омическое сопротивление тахогенератора через конденсатор C302 шунтирует генератор по высокой частоте, и колебания отсутствуют. На выходе D49 нулевое напряжение. Компаратор D43 насыщен по цепи смещения на инвертирующем входе в отрицательном направлении до $-U_{\text{нас}}$. Транзистор VT53 закрыт, светодиод VH304 погашен.

При обрыве цепи тахогенератора на выходе генератора D49 возникают устойчивые колебания, форма которых определяется соотношением сопротивлений R365 и R366. Положительное напряжение на неинвертирующем входе D43 становится больше напряжения смещения, компаратор переключается в положительное насыщение $+U_{\text{нас}}$, открывается диод VD329, вступает в действие положительная обрат-

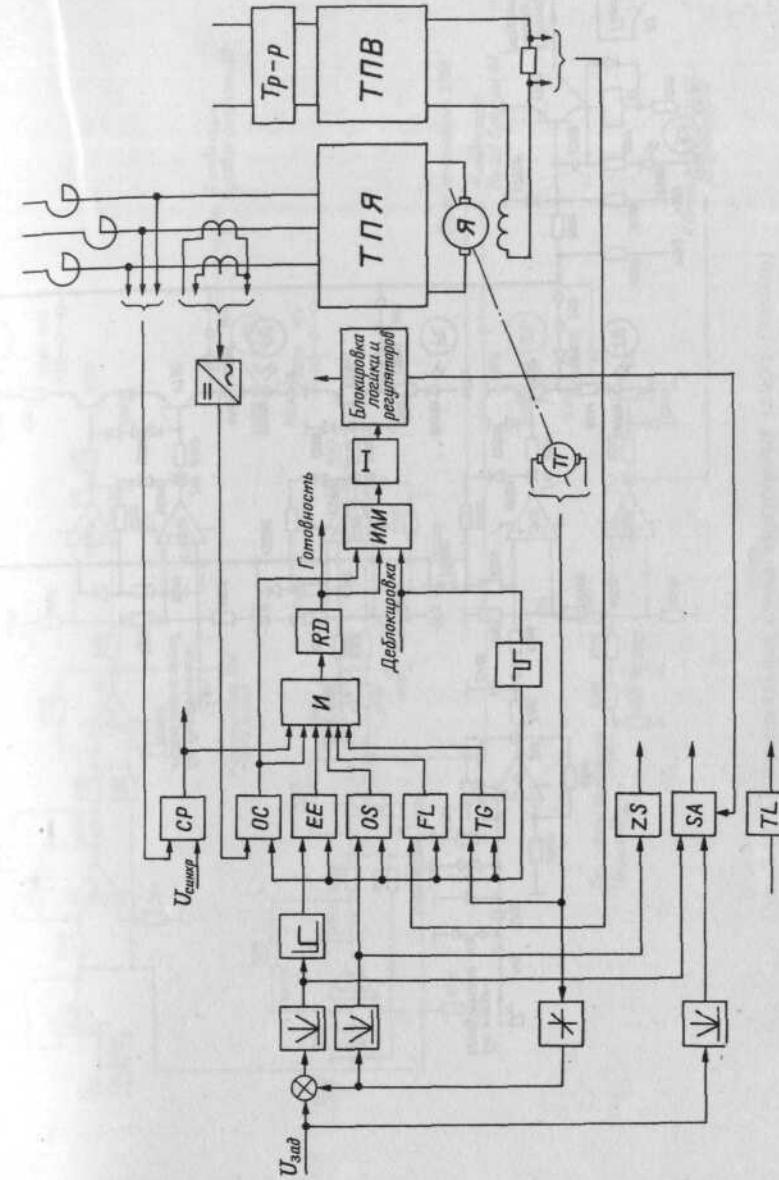
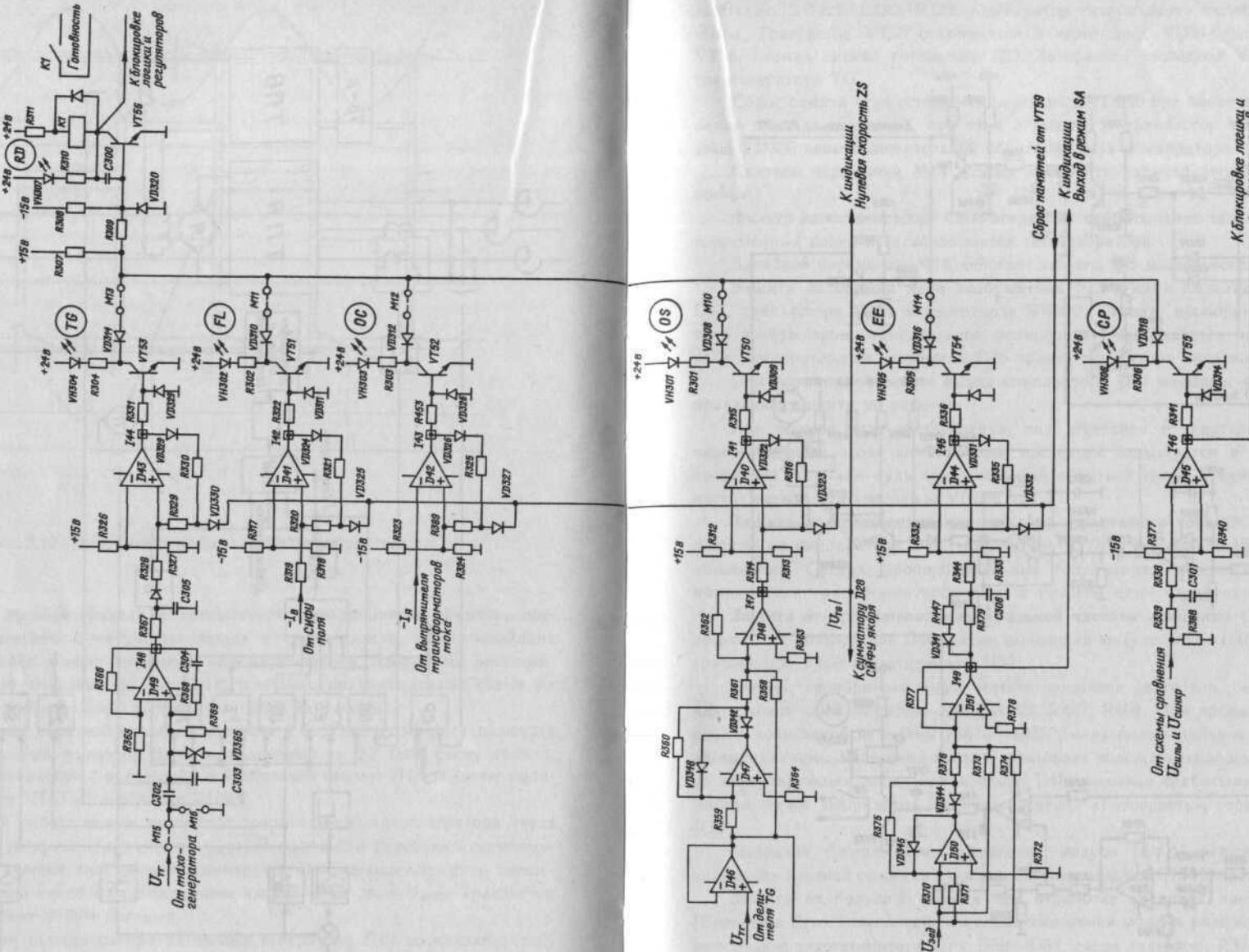


Рис. 2.18. Блок-схема организации защиты



卷之二

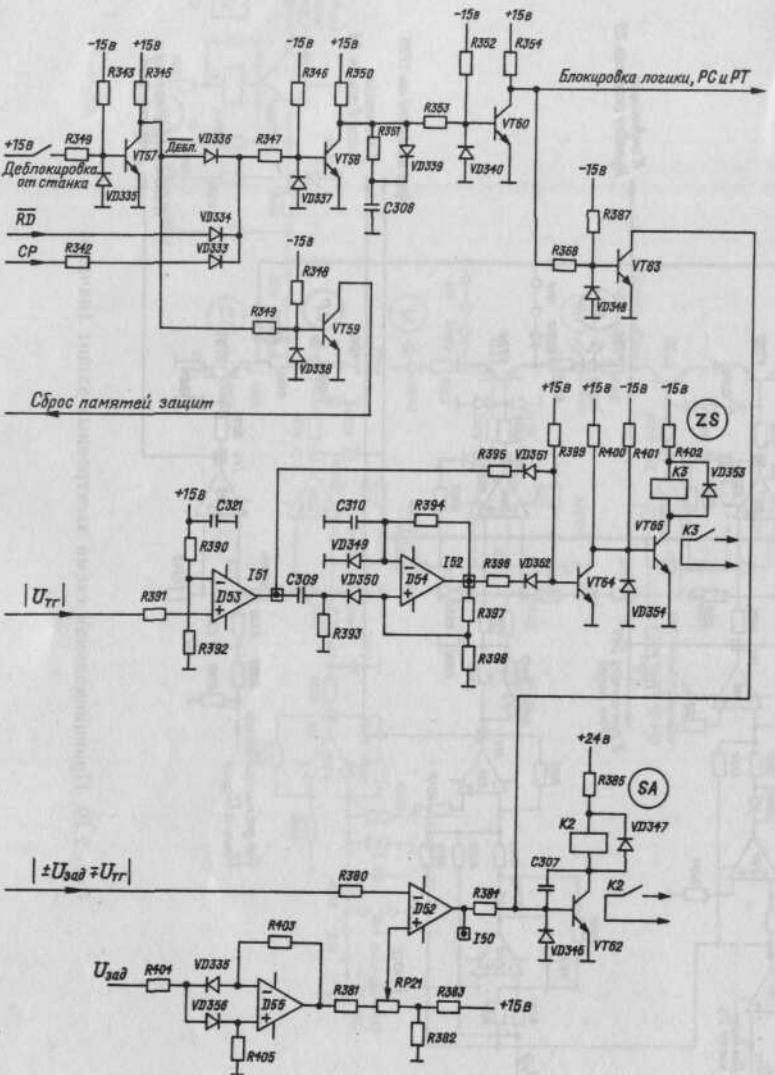


Рис. 2.19. Принципиальная схема электронных защит (окончание)

ная связь VD329, R330, R329. Компаратор «запоминает» сигнал срабатывания защиты. Транзистор VT53 открывается и через диод VD314 закрывает транзистор VT56, снимая сигнал готовности RD. Загорается светодиод VH304 — обрыв цепи тахогенератора TG.

Сброс памяти осуществляется через диод VD330 при блокировании и деблокировании привода от станка, при этом открывается транзистор VT59, разрывая через диод VD330 цепь положительной обратной связи компаратора.

Снятием перемычки M13 можно исключить влияние защиты на цепь «Готовность».

Фильтр на конденсаторе C303 исключает срабатывание защиты от ложных кратковременных помех и отскоков щеток тахогенератора.

Запайкой перемычки M16 действие защиты TG можно исключить.

Защита от обрыва цепи возбуждения FL (Field) выполнена на компараторе D41, транзисторе VT51 и светодиоде VH302. Сигнал, пропорциональный величине тока возбуждения отрицательной полярности $-I_b$, подается на неинвертирующий вход компаратора от усилителя D29 тракта регулятора тока возбуждения PTB.

При нормальной работе выход компаратора D41 насыщен в отрицательном направлении, защита не работает.

При обрыве цепи возбуждения, под действием отрицательного смещения на инвертирующем входе компаратора, последний насыщается в положительном направлении, замыкая цепь положительной обратной связи. Снимается сигнал готовности, включается светодиод VH302 (FL).

Защита от превышения максимально допустимого тока OC (Overcurrent) выполнена на компараторе D42, транзисторе VT52 и светодиоде VH303. Работа схемы аналогична. Сигнал, пропорциональный току якоря, снимается с шестипульсного выпрямителя трансформаторов тока в силовой цепи переменного тока (рис. 2.3).

Защита от превышения максимальной частоты вращения OS (Overspeed) выполнена на повторителе D46, схеме выделения модуля D47—D48, компараторе D40, транзисторе VT50 и светодиоде VH301.

Сигнал, пропорциональный частоте вращения двигателя, снимается с делителя напряжения тахогенератора R406, RP22, R407, R408. При превышении частоты вращения допустимой величины ($3675 - 4025$ 1/мин) положительное напряжение $|U_{TG}|$ на выходе схемы выделения модуля превышает положительное напряжение смещения на инвертирующем входе компаратора D40, вызывая срабатывание схемы защиты. Работа схемы аналогична. Снимается сигнал «Готовность», горит светодиод VH301 (OS).

Выходной сигнал схемы выделения модуля $|U_{TG}|$ используется также для индикации нулевой скорости ZS и управления каналом СИФУ преобразователя якоря.

Защита от большой ошибки при отработке заданной частоты вращения ЕЕ (Elongtous Errgog) выполнена на схеме выделения модуля разностного сигнала задания $U_{зад}$ и тахогенератора U_{TG} D50—D51, схеме задержки R379, C306, компараторе D44, транзисторе VT54 и светодиоде VH305.

Защита срабатывает, если в течение 8...10 с разница между заданной частотой вращения и фактической частотой вращения превысит величину 1750 1/мин. При этом положительное напряжение схемы выделения модуля через схему задержки вызы-

вает положительное насыщение компаратора D44. В остальном работа схемы аналогочна. Снимается сигнал «Готовность», горит светодиод VH305 (EE).

Выходной сигнал схемы выделения модуля используется также для индикации выхода в режим SA.

Защита от обрыва или неправильного чередования фаз CP (Connecting Protection) выполнена на компараторе D45, транзисторе VT55 и светодиоде VH306.

Логический сигнал управления защитой снимается со схемы сравнения напряжений силовой цепи и цепи синхронизации (рис. 2.3).

При правильном соединении фаз выходное напряжение схемы равно нулю, так как $R+R=0$, $S+S=0$ и $T+T=0$. В случае обрыва фазы или неправильного соединения появляется неуравновешенное напряжение отрицательного знака, приводящее к срабатыванию компаратора D45. Включается транзистор VT55, горит светодиод VH306 (CP), снимается сигнал «Готовность».

Цепочка R339, C301 производит фильтрацию входных импульсов.

Восстановление защиты происходит автоматически при исчезновении неисправности, т. к. компаратор D45 не имеет положительной обратной связи.

Выходной сигнал компаратора поступает также в схему блокирования логики переключения комплектов, регуляторов скорости и тока.

Индикация готовности работы привода RD (Ready) выполнена на транзисторе VT56, светодиоде VH307 и реле K1. Сигнал готовности выдается в случае отсутствия срабатывания защит TG, FL, OC, OS, EE и CP. При его пропадании осуществляется блокировка блока логики переключения, регуляторов скорости и тока якоря.

Схема блокировки привода выполнена на транзисторах VT57, VT58, схеме задержки R351, C308 и транзисторе VT60.

Привод должен блокироваться при следующих условиях: отсутствии деблокировки от станка (ДЕБЛ), отсутствии сигнала готовности (RD), наличии сигнала от обрыва или неправильного чередования фаз (CP), т. е. должно реализоваться логическое уравнение

$$BL = \overline{DEBL} + \overline{RD} + CP.$$

Логическая функция ИЛИ реализована на диодах VD336, VD334 и VD333. При открывании любого из диодов открывается транзистор VT58, закрывается транзистор VT60 и сигнал логической единицы поступает на базу транзистора VT39 (рис. 2.13). Последний открывается, блокируя каналы СИФУ и через транзисторы VT40, VT41 регуляторы скорости и тока. Светодиоды включенного состояния привода ON VH82 и VH83 выключаются.

Восстановление работоспособности привода происходит с задержкой, определяемой временем заряда конденсатора C308.

Транзистор VT59 предназначен для сброса памяти защит при деблокированном приводе.

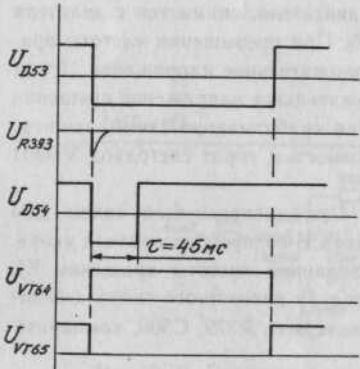


Рис. 2.20. Диаграмма работы сигнализации ZS

Транзистор VT63 при блокировке привода снимает сигнал выхода в режиме SA.

Сигнализация нулевой скорости ZS (Zero Speed) выполнена на компараторе D53, ждущем мультивибраторе D54, транзисторах VT64, VT65 и реле K3.

При снижении скорости ниже 35 $1/\text{мин}$ компаратор на ОУ D53 от положительного напряжения смещения насыщается в отрицательном направлении, диод VD351 открывается. Отрицательный перепад на выходе VD53 через конденсатор C309 и диод VD350 запускает мультивибратор, на выходе которого появляется отрицательное напряжение, открывающее диод VD352. Транзистор VT64 закрывается, транзистор VT65 открывается, включая реле K3. Выходной контакт реле K3 может использоваться для сигнализации нулевой скорости. Длительность включенного состояния реле K3 определяется временем открытия диода VD351 или VD352, но не может быть меньше длительности отрицательного импульса мультивибратора (открыт VD352), равного ≈ 45 мс.

Диаграмма работы сигнализации приведена на рис. 2.20.

Сигнализация достижения заданной частоты вращения SA (Speed Arrive) реализована на схеме выделения модуля D55, компараторе D52, транзисторе VT62 и реле K2.

Схема срабатывает при достижении фактической частоты вращения, определяемой модулем алгебраической разницы напряжений задания и тахогенератора, 85% от заданной частоты вращения. Модуль алгебраической разницы с ОУ D51 поступает на инвертирующий вход компаратора D52, а модуль напряжения задания с ОУ D55 и потенциометра RP21 на его неинвертирующий вход. При $n \approx 0,85n_{\text{зад}}$ компаратор D52 насыщается в положительном направлении, транзистор VT62 открывается, включая выходное реле K2.

Сигнализация внешнего ограничения момента TL (Torque Level) реализована на транзисторе VT69 и реле K4 (рис. 2.21). При замыкании внешнего ключа X2/1—X2/2 открывается транзистор VT69, ограничивая величину задания на входе регулятора тока PT на ОУ D59. Одновременно включается реле K4, выдавая внешнюю сигнализацию TL.

Источники питания. Питание схемы управления преобразователя осуществляется двумя стабилизированными источниками питания с выходными напряжениями ± 15 В, параметрическим стабилизатором с выходом +24 В и нестабилизированным шестипульсным выпрямителем с выходом -30 В. В источнике ± 15 В предусмотрена внутренняя защита ограничения тока, и он не боится коротких замыканий. Настройка величины выходных напряжений осуществляется перепайкой сопротивлений R24 и R35.

Схема источника питания приведена на рис. 2.22.

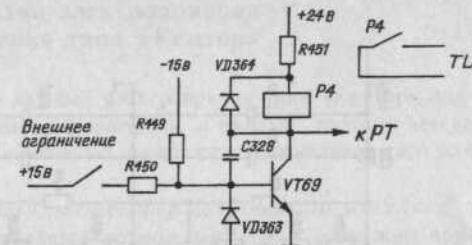


Рис. 2.21. Схема внешнего ограничения момента TL

Методика наладки электропривода главного движения типа «Кемтор»

Прежде всего следует сказать, что каждый электропривод типа «Кемтор» подвергается на заводе-изготовителе тщательному контролю и наладке, поэтому всегда следует весьма критически подходить к изменению величины сопротивления того или иного регулировочного потенциометра.

Дать однозначную методику наладки электроприводов главного движения с двухзонным регулированием не представляется возможным. Здесь возможно применение нескольких вариантов:

- первоначальная наладка преобразователя возбуждения, а затем преобразователя якоря;

- первоначальная наладка преобразователя якоря, а затем преобразователя возбуждения;

- предварительная наладка систем управления при отключенной нагрузке;

- предварительная наладка преобразователей при активной нагрузке;

- контроль и наладка при подключенных силовых цепях якоря и возбуждения и другие варианты наладки, в том числе и в комбинациях перечисленных выше методов.

Кроме того, выбор способа введения привода в эксплуатацию зависит от того, получен ли новый привод от завода-изготовителя, произошла ли серьезная авария, вставлены ли новые ненастроенные платы и т. д.

Наиболее полная методика, охватывающая все аспекты наладки главных электроприводов, приведена в гл. 1 для электропривода «Мезоматик-В» производства ЧССР. Здесь же приведем упрощенную методику введения в эксплуатацию электропривода «Кемтор», поступившего от изготовителя в хорошем состоянии.

Все монтажные работы следует проводить при выключенном напряжении.

Рекомендуется следующая последовательность наладки:

1. Провести внешний осмотр всех компонентов электропривода, проверить надежность контактных и разъемных соединений. При необходимости подтянуть винтовые соединения, устранив замеченные неисправности.

2. Выполнить монтаж внешних соединений в соответствии с рис. 2.23 и комплектностью поставки привода.

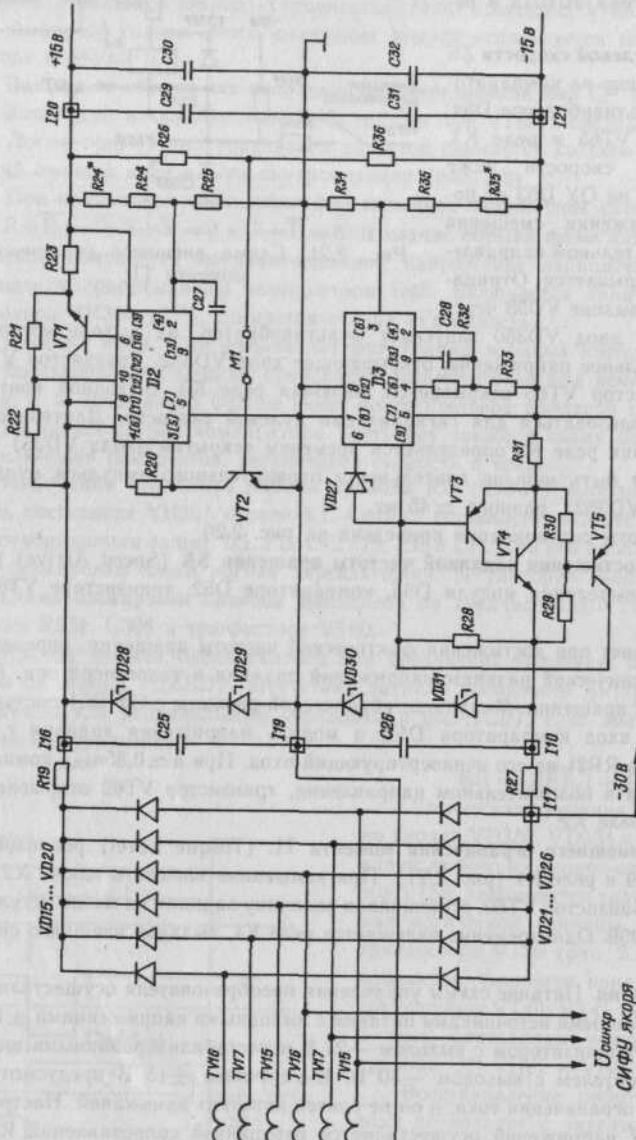
3. Убедиться в правильности чередования фаз питания силового преобразователя якоря и цепей синхронизации.

4. Проверить работоспособность и правильность направления вращения вентилятора двигателя.

5. Запаять настроечные резисторы R435=20 кОм в цепи обратной связи регулятора скорости D62 и R420=51 кОм в цепи обратной связи регулятора тока D59, сделав их пропорциональными.

6. Выключить тумблер «Работа» (ON).

7. Включить силовое питание. При этом должен светиться светодиод VH302 (FL). Через выдержку времени около двух секунд VH302 гаснет и загорается светодиод VH301 (RD), сигнализирующий о готовности привода к работе. Отсутствие сигнала «Готовность» свидетельствует о неисправности.



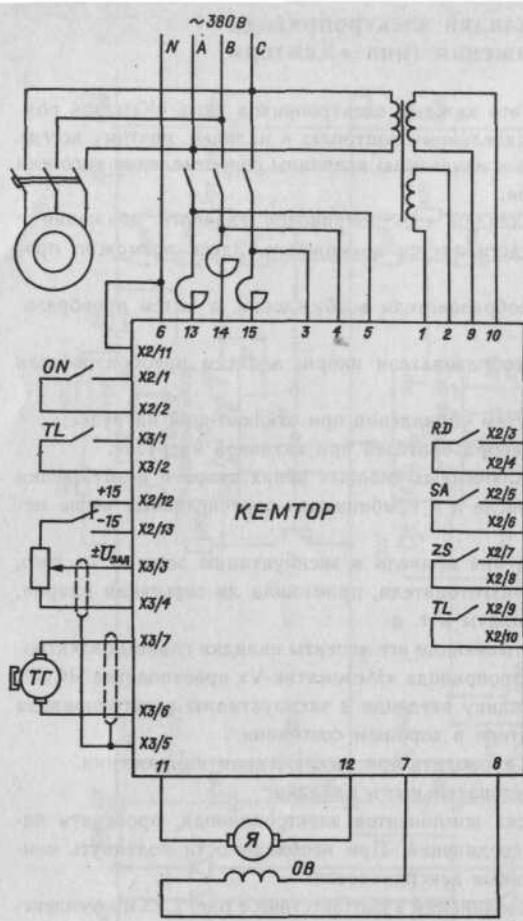


Рис. 2.23. Схема подключения привода «Кемтор»

регулятора скорости, должно быть равно нулю. Балансировка задатчика интенсивности осуществляется потенциометром RP26 в цепи отрицательного питания ОУ D60. В этих условиях привод может быть включен в работу путем подачи от станка сигнала «Деблокировка» (Работа — ON).

11. Сфазировать отрицательную обратную связь по частоте вращения, для чего:

11.1. Отключить вывод тахогенератора с клеммы X3/7 и снять перемычку M13 защиты от обрыва цепи тахогенератора.

11.2. Деблокировать привод, при этом должен загореться один из светодиодов.

8. Проверить величины выходных напряжений источников питания преобразователя, стабилизированного ± 15 В $\pm 0,1$ В (контрольные точки I20, I21), нестабилизированных ± 24 В (контрольные точки I16, I18), — 30 В (контрольная точка I17).

9. Настроить преобразователь питания обмотки возбуждения, для чего:

9.1. Потенциометром RP17 отрегулировать амплитуду пилообразного напряжения СИФУ возбуждения до величины $-9 \text{ В} \pm 0,1 \text{ В}$ (контрольная точка [30]).

9.2. Потенциометром RP20 установить номинальное значение тока возбуждения. При этом напряжение в контрольной точке I33 (рис. 2.16) должно быть -3 ± 0.2 В.

При возникновении затруднений в регулировках следует проверить работу тракта схемы СИФУ возбудителя в соответствии с принципиальной схемой (рис. 2.16) и теоретическими диаграммами ее работы (рис. 2.17).

10. На входе задатчика интенсивности D60, D61 установить нулевое задающее напряжение, после чего проверить величину напряжения на его выходе (контрольная точка I54). Это напряжение, являющееся входным для

ов — VH195 или VH196, определяющих направление вращения по или против часовой стрелки.

11.3. Подать небольшое задающее напряжение и измерить напряжение на выходе ЗИ (контрольная точка 154) и на отключенном выводе тахогенератора. Полярность напряжений должна быть противоположная. В противном случае поменять местами выводы тахогенератора.

1.4. Подключить тахогенератор и перемычку M13.

12. Наблюдать форму тока якоря в контрольной точке I58 на входе обратной связи регулятора тока D59, для чего:

2.1. Подать задающее напряжение величиной 1 В.

12.2. Осциллографом с калибровкой 50 мВ/дел наблюдать импульсы тока якоря при обоих полярностях задающего напряжения. При этом двигатель должен изменить направление вращения.

Если импульсы тока имеют различную амплитуду, то потенциометрами RP12, P14 и RP16 генераторов пилообразного напряжения СИФУ преобразователя коря выравнить амплитуды относительно среднего значения (рис. 2.24).

Если импульсы тока имеют различную амплитуду, то потенциометрами RP12, P14 и RP16 генераторов пилообразного напряжения СИФУ преобразователя токов D11, D12, D15, D16, D19 и D20. Разница между амплитудой токов при смене направления вращения допускается. Амплитуда напряжений пилообразной формы

3. Провести балансировку регулятора скорости для него:

3.1 Отпаять надзональные резисторы R435 и R420

3.2. Деблокировать привод

13.3. При нулевом задающем напряжении ибалансированном ЗИ (RP26) потенциометром RP24 вцепи отрицательного питания регулятора скорости D62 установить напряжение тахогенератора наклещме X3/7 равнымнулю.

14. Выполнить плавный разгон, останов и реверс привода в первой зоне регулирования. Убедиться в его работоспособности.

5. Настроить датчик напряжения якоря D21 для чего:

5.1. Включить привод на частоту вращения, равную $\omega \approx 1300 \dots 1500$ об/мин.

15.2. Потенциометром RP1 добиться минимальной синфазной ошибки в контольной точке 115 на выходе ДНЯ (рис. 2.25).

15.3. Потенциометром RP2 выполнить масштабирование датчика напряжения якоря, установив номинальное значение напряжения 400 В ± 5 В. При этом следует одновременно подстраивать минимальную ошибку потенциометром RP1.

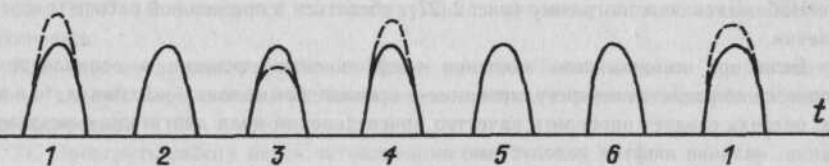


Рис. 2.24. Диаграмма тока якоря при $U_{\text{зад}} \approx 1$ В

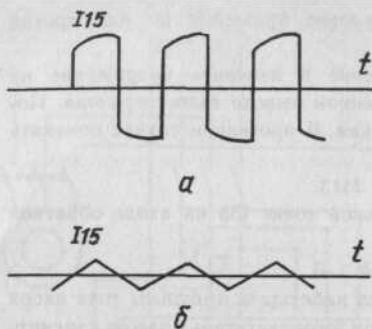


Рис. 2.25. Выходной сигнал ДНЯ:
а — плохо; б — хорошо

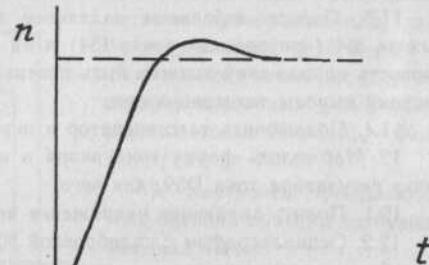


Рис. 2.26. Оптимальный переходный процесс скорости

16. Плавно разогнать привод до максимальной частоты вращения, повысив задающее напряжение до величины $U_{\text{зад}} = \pm 10$ В.

Потенциометром RP22 в цепи обратной связи по частоте вращения осуществить масштабирование, установив предельную частоту $n = 3500 \pm 30$ об/мин.

17. Установить требуемое время разгона привода до максимальной частоты вращения исходя из условий работы механизма (потенциометр RP23 в схеме задатчика интенсивности) — 1,5...2,5 с.

18. Настроить оптимальный переходный процесс по частоте вращения.

Качество переходных процессов определяется параметрами регуляторов тока и скорости [5,10]. Регулятор тока настроен на заводе—изготовителе привода, и изменение его параметров перепайкой элементов не рекомендуется.

Подстройку регулятора скорости потенциометром RP25, изменяющим коэффициент передачи регулятора, рекомендуется производить при скачкообразной подаче задающего напряжения, соответствующего номинальной частоте вращения $n = 1500$ об/мин. Коробка передач должна быть переключена в диапазон самых низких скоростей шпинделья, т. е. соответствовать минимальному дополнительному приведенному моменту инерции нагрузки.

Следует добиться минимального значения величины перерегулирования частоты вращения (рис. 2.26).

19. Проверить токовую диаграмму в контрольной точке I58 при реверсе привода на максимальной частоте вращения $n = 3500$ об/мин (время разгона около 1 с).

Наблюдать осциллограмму (рис. 2.27), убедиться в правильной работе токоограничения.

Если при минимальном значении коэффициента усиления в осциллограмме скорости наблюдается перерегулирование, а осциллограмме тока — колебания, то в первую очередь следует проверить качество присоединения вала двигателя к механизму станка; наличие люфтов недопустимо.

К колебаниям тока могут приводить провалы в напряжении обратной связи по частоте вращения.

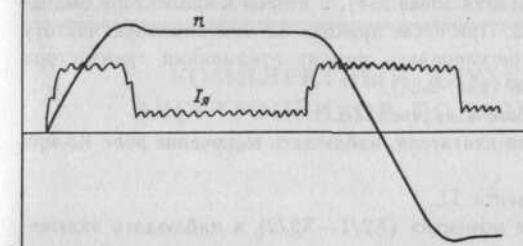


Рис. 2.27. Зависимость $|I_{\text{я}}| = f(n)$

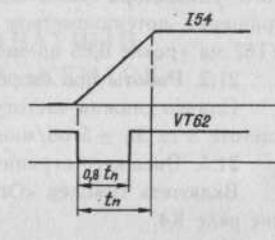


Рис. 2.28. Диаграмма работы сигнализации SA

Для устранения колебаний при отсутствии люфтов и нормальной работе тахогенератора необходимо изменить постоянную времени обратной связи $T_{\text{oc}} = C320 \cdot R437$ (сначала уменьшить величину R437, если это не дает результата, то восстановить прежнюю величину R437 и увеличить емкость конденсатора C320).

20. Проверить срабатывание электронных защит преобразователя:

20.1. От превышения максимальной частоты вращения OS. Должна срабатывать при задающем напряжении $U_{\text{зад}} = 10,5...11,6$ В.

20.2. От обрыва цепи возбуждения двигателя FL. Защита срабатывает при отключении одного из проводов питания преобразователя возбуждения.

20.3. От превышения тока якоря максимально допустимой величины OS. Действие защиты проверяется подачей напряжения +15 В на вход ОУ D41 (контрольная точка I58 на входе РТ).

20.4. От обрыва цепи тахогенератора TG.

Защита проверяется отключением вывода тахогенератора или снятием перемычки M15 на входе генератора Вина (ОУ D49).

20.5. От превышения допустимого рассогласования ЕЕ.

Действие защиты проверяется подачей скачка задающего напряжения $U_{\text{зад}} = 10$ В при запаянных наладочных сопротивлениях R435 и R420 в цепях обратной связи регуляторов скорости и тока, соответственно.

20.6. От обрыва или неправильного чередования фаз СР.

Защита проверяется отключением одной из фаз силового питания.

При срабатывании любой из защит снимается сигнал готовности RD (гаснет светодиод VH307) и загорается соответствующий светодиод сигнализации. Привод блокируется.

Для восстановления работоспособности привода после каждого срабатывания защиты следует блокировать и деблокировать привод входным тумблером «Работа» (Деблокировка).

21. Проверить работу цепей сигнализации:

21.1. Достижение заданной частоты вращения SA.

Для проверки один из входов двухлучевого осциллографа подключить к выходу

задатчика интенсивности ЗИ (контрольная точка I54), а второй к коллектору выходного транзистора схемы защиты VT62. При пуске привода на максимальную частоту вращения потенциометром RP21 отрегулировать момент открытия транзистора VT62 на уровне 0,85 времени разгона (рис. 2.28).

21.2. Работы при скорости, близкой к нулевой ZS.

Плавно снижая частоту вращения двигателя, наблюдать включение реле К3 при частоте $n \approx 35 \pm 5$ об/мин.

21.3. Внешнего ограничения момента TL.

Включить тумблер «Ограничение момента» (X2/1—X2/2) и наблюдать включение реле К4.

На этом наладку привода можно считать законченной.

КОМПЛЕКТНЫЙ ДВУХКООРДИНАТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОДАЧИ ТИПА «КЕМТОК»

Электроприводы типа «Кемток» производства НРБ предназначены для использования в приводах подач токарных станков с ЧПУ.

В комплект привода входят:

- двухкоординатный тиристорный преобразователь типа 4ЕВ23;
- два высокомоментных электродвигателя постоянного тока типа МВН;
- силовой трансформатор, общий для обоих координат;
- уравнительные дроссели;
- блок динамического торможения.

Основные технические характеристики привода полностью соответствуют требованиям «Интерэлектро» к приводам подач металлорежущих станков.

Общий вид преобразователя приведен на рис. 3.1. Он представляет собой двухкоординатный модуль, выполненный по блочной конструкции, обеспечивающей свободный доступ к большинству элементов схемы.

Описание работы преобразователя

Оба преобразователя выполнены по двухконтурной схеме подчиненного регулирования с пропорционально-интегральными регуляторами скорости и тока.

Управление преобразователями — согласованное нелинейное на низких частотах вращения и раздельное на высокой частоте вращения. Предусмотрено нелинейное токоограничение в соответствии с коммутационными кривыми двигателей и адаптивное регулирование коэффициента передачи регулятора скорости. СИФУ построено по вертикальному принципу с линейным опорным напряжением и возможностью регулировки начального тока якоря.

Блок электронных защит, общий для обеих координат, обеспечивает удобную и безаварийную эксплуатацию привода.

Блок-схема привода приведена на рис. 3.2, где РС — регулятор скорости; РТ — регулятор тока; АР — адаптивный регулятор; КЗ — корректирующее звено; МТГ — схема выделения модуля напряжения тахогенератора; ФП — функциональный преобразователь, ПЭ — пороговый элемент, БНТО — блок нелинейного токоограничения, РУТ — регулятор уравнительного (начального) тока; СИФУ — система им-

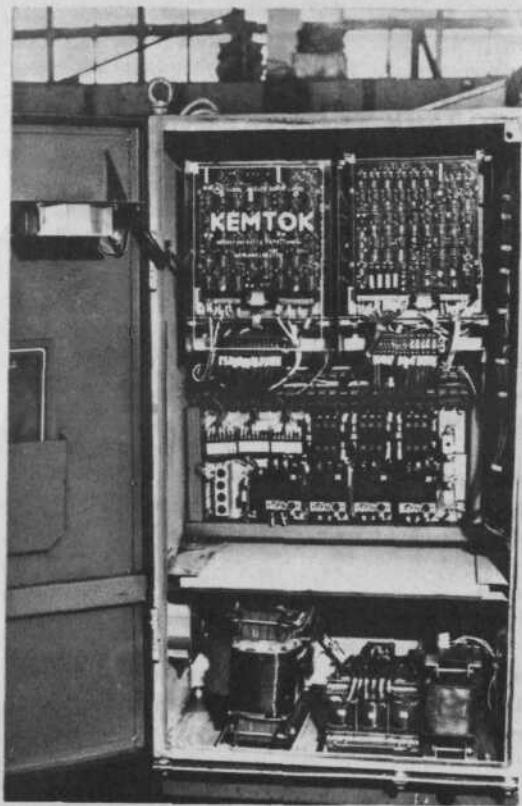


Рис. 3.1. Общий вид преобразователя «Кемток»

пульсно-фазового управления; ТП — тиристорный преобразователь; ТР — силовой трансформатор; Я — двигатель, ТГ — тахогенератор; Sh — шунт; L — уравнительные дроссели, OL — защита от длительной перегрузки по току; TG — защита от обрыва цепи тахогенератора; СР — защита от неправильного подключения; RD — готовность; ON — сигнал «Работа» (Деблокировка привода); БП — блок питания.

Приступим к подробному описанию принципиальной схемы привода.

Силовая схема (рис. 3.3) выполнена по реверсивной трехпульсной противопараллельной схеме выпрямления с уравнительными дросселями.

Силовой трансформатор осуществляет согласование напряжения электродвигателя с напряжением питающей сети и является общим для обеих силовых схем выпрямления. Соединения обмоток по схеме «Треугольник — зигзаг» исключает поток вынужденного намагничивания и, как следствие, дает экономию в стали.

Предусмотрены защитные RC-цепочки от коммутационных перенапряжений.

Шунты В1 и В2 используются в качестве датчиков тока якоря в системе подчиненного регулирования.

Силовые контакторы КМ1 и КМ2 включения привода одновременно осуществляют динамическое торможение при аварийном отключении преобразователя.

Регулятор скорости РС представляет собой классический ПИ-регулятор и выполнен на операционном усилителе D51 (рис. 3.4).

Примечание. Здесь и далее рассматривается принципиальная схема преобразователя для координаты X. Координата Z выполнена аналогично.

Регулятор имеет два входа:

1) X2/1, X2/2, X2/3 — для подключения задающего сигнала $U_{\text{зад}}$.

В случае запайки перемычек М10 и М11 обеспечивается непосредственное подключение $U_{\text{зад}}$ к регулятору скорости.

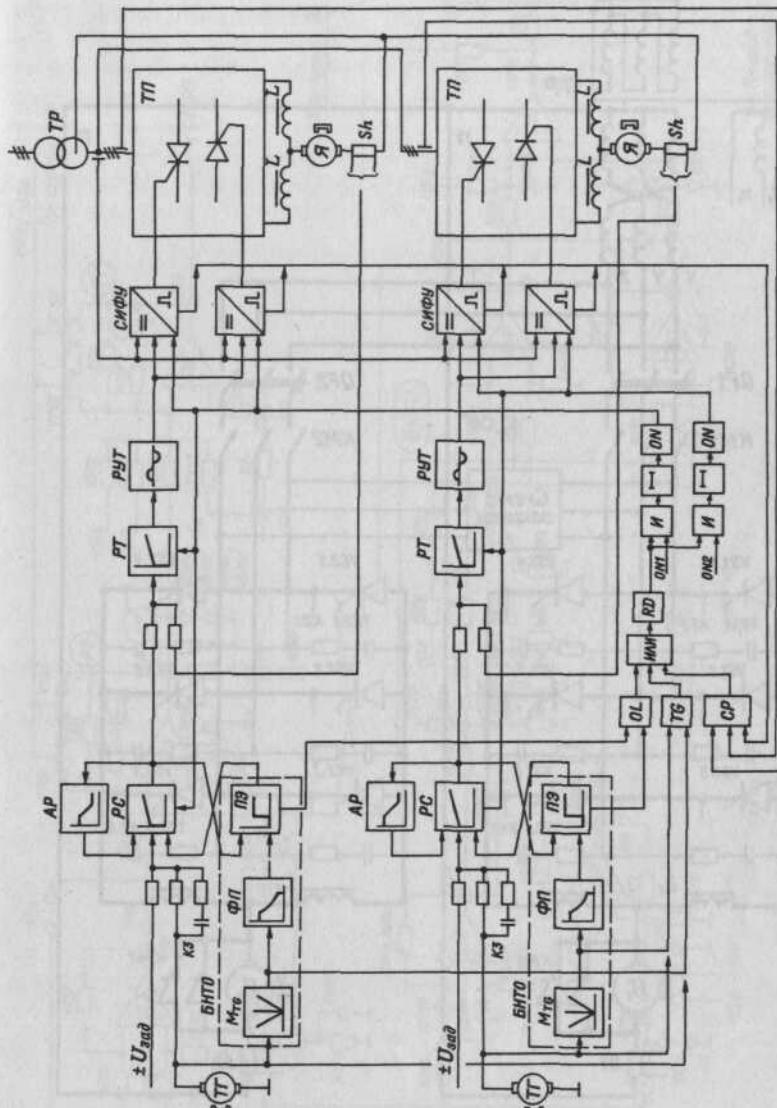


Рис. 3.2. Блок-схема электропривода «Кемток»

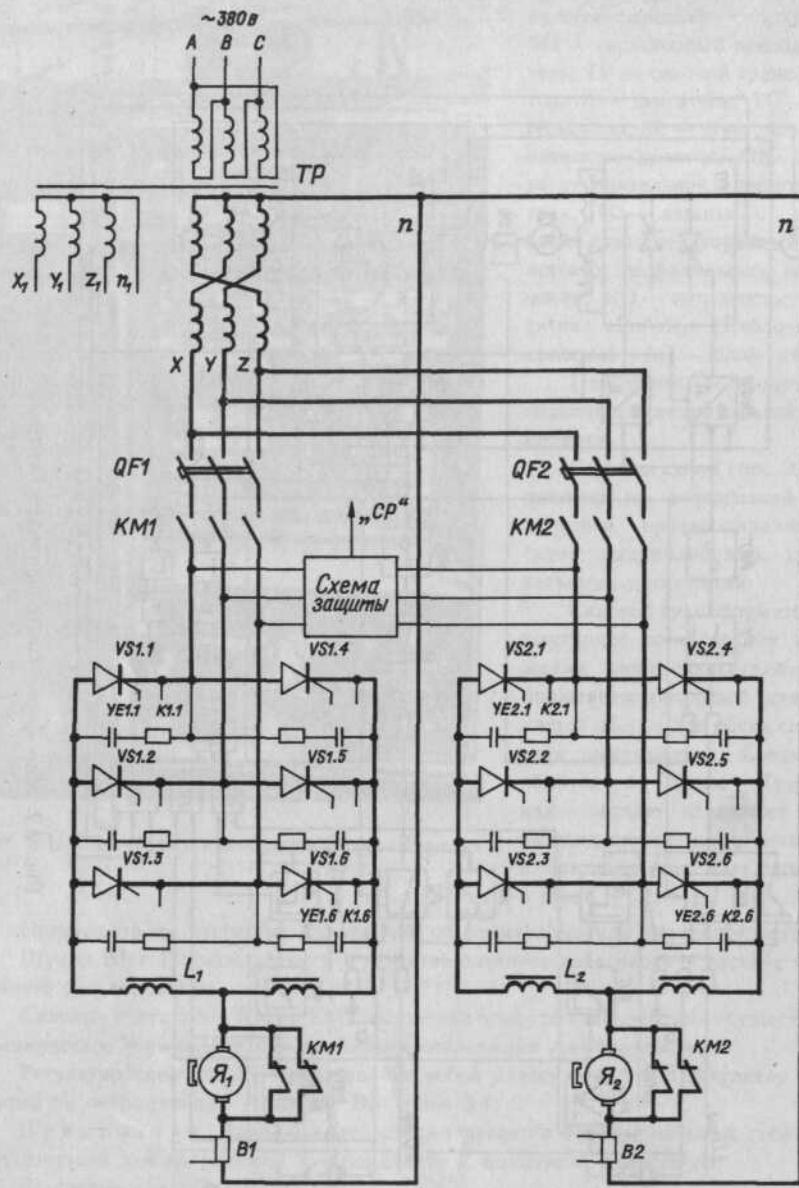


Рис. 3.3. Силовая схема

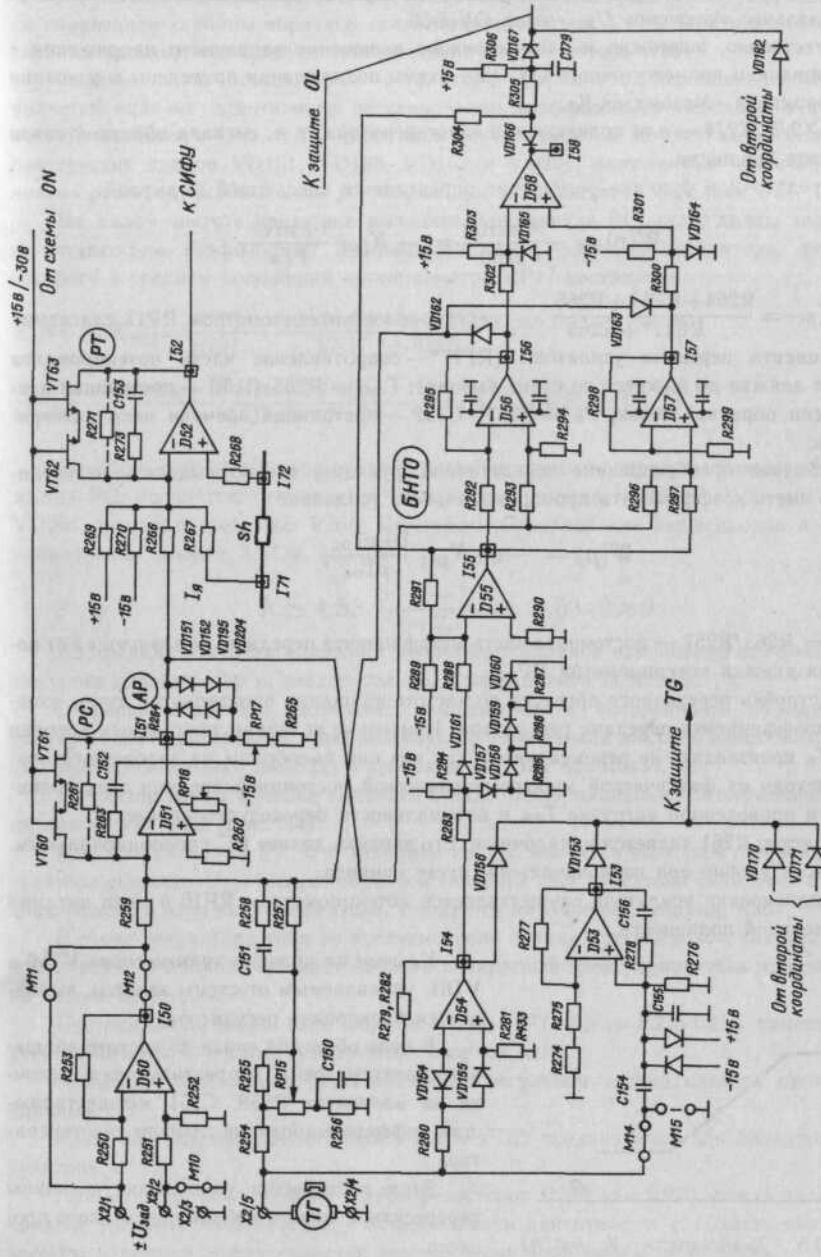


Рис. 3.4. Принципиальная схема регулятора скорости, регулятора тока и нелинейного токоограничения

При отключенных M10 и M11 и запаянной перемычке M12 осуществляется дифференциальное включение $U_{\text{зад}}$ через ОУ D50.

Естественно, возможно и асимметричное включение задающего напряжения с использованием промежуточного ОУ D50. Схемы подключения приведены в описании электропривода «Мезоматик-К»;

2) X2/5, X2/4 — для подключения тахогенератора, т. е. сигнала обратной связи по частоте вращения.

Передаточная функция регулятора определяется следующей формулой:

$$W(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -K_{\text{пер}} \frac{1+pT_{\text{oc}}}{pT_{\text{n}}},$$

где $K_{\text{пер}} = \frac{R264+RP17+R265}{RP17^*+R265}$ — регулируемое потенциометром RP17 слагаемое коэффициента передачи усилителя ($RP17^*$ — сопротивление части потенциометра RP17 от движка до нижнего по схеме вывода); $T_{\text{oc}} = R263 \cdot C152$ — постоянная времени цепи обратной связи; $T_{\text{n}} = R257 \cdot C152$ — постоянная времени цепи интегрирования.

Выполнив преобразование передаточной функции, можно выделить нерегулируемую часть коэффициента пропорционального усиления:

$$W(p) = -K_0 K_{\text{пер}} \frac{1+pT_{\text{oc}}}{pT_{\text{oc}}},$$

где $K_0 = R263/R257$ — постоянная часть коэффициента передачи, не зависящая от положения движка потенциометра RP17.

Настройка переходного процесса по частоте вращения производится путем изменения коэффициента передачи регулятора. Изменение величины постоянных времени T_{oc} и T_{n} производить не рекомендуется, так как они подобраны на заводе-изготовителе исходя из фактической электромеханической постоянной времени электродвигателя и приведенной нагрузки $T_{\text{эм}}$ и оптимальности переходного процесса.

Резистор R261 является наладочным. Его запайка делает РС пропорциональным, что весьма удобно при первоначальном пуске привода.

Балансировка усилителя осуществляется потенциометром RP16 в цепи питания отрицательной полярности.

Ключом на полевых транзисторах VT60 и VT61, управляемым от схемы защиты, выполняется блокировка регулятора.

В цепи обратной связи по частоте вращения предусмотрена корректирующая цепочка на элементах R258, C151, осуществляющая дифференцирование сигнала тахогенератора.

Этим достигается уменьшение величины перерегулирования в кривой переходного процесса.

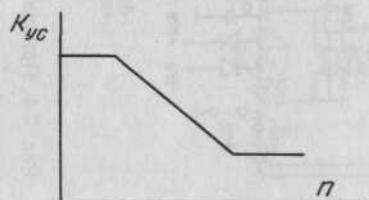


Рис. 3.5. Зависимость $K_{\text{pc}}=i(n)$

Регулирование максимальной частоты вращения электродвигателя осуществляется изменением глубины обратной связи потенциометром RP15. При недостаточности глубины регулировки следует изменить величину резистора R254.

Отличительной особенностью регулятора скорости электропривода «Кемток» является наличие адаптивного регулирования коэффициента передачи в функции частоты вращения (рис. 3.5). Адаптация осуществляется за счет нелинейности характеристик диодов VD151, VD195, VD152 и VD204, включенных встречно-параллельно резистору R264 в цепи регулирования коэффициента передачи РС.

На малой частоте вращения выходное напряжение РС мало, диоды заперты и не влияют на коэффициент пропорционального усиления регулятора, величина которого в среднем положении потенциометра RP17 составляет

$$K = K_0 K_{\text{пер}} = \frac{R263}{R257} \cdot \frac{R264+RP17+R265}{RP17^*+R265} =$$

$$\frac{68 \text{ кОм}}{15 \text{ кОм}} \cdot \frac{20 \text{ кОм} + 10 \text{ кОм} + 2,7 \text{ кОм}}{5 \text{ кОм} + 2,7 \text{ кОм}} = 4,53 \cdot 4,25 \approx 19,24.$$

При большой частоте вращения, в зависимости от полярности выходного напряжения РС, полностью открывается одна из пар диодов VD151, VD195 или VD152, VD204, шунтируя резистор R264. Принимая сопротивление пары диодов в прямом направлении равным 3 кОм, получим

$$K \approx 4,53 \frac{3+10+2,7}{5+2,7} = 4,53 \cdot 2 \approx 9.$$

На средних частотах вращения происходит плавное изменение величины сопротивления диодных пар и, следовательно, коэффициента передачи.

Введение адаптации позволяет компенсировать нелинейность выходной характеристики тиристорного преобразователя, обеспечивая высокое качество переходных процессов во всей зоне регулирования частоты вращения.

Регулятор тока РТ также выполнен в виде пропорционально-интегрального регулятора на ОУ D52 (рис. 3.4).

Входным сигналом РТ, т. е. заданием на ток, является выходное напряжение регулятора скорости $U_{\text{РС}}$. Сигнал обратной связи по току двигателя снимается с шунта, включенного в цепи якоря двигателя, и подается на РТ через резистор R267.

В схеме регулятора тока не предусмотрено никаких регулировок, так как в силу комплектности привода его настройка на конкретный электродвигатель производится на заводе-изготовителе.

Постоянная времени цепи обратной связи РТ $T_{\text{oc}} = R273 \cdot C153$ компенсирует электромагнитную постоянную времени якорной цепи.

Запайкой наладочного резистора R271 регулятор можно сделать пропорциональным.

Ключ на полевых транзисторах VT62 и VT63 предназначен для блокировки регулятора.

При необходимости подключением резисторов R269 или R270 можно задать начальное значение тока якоря при остановленном двигателе, т. е. создать начальный момент, например, удерживающий вертикальные координаты от падения.

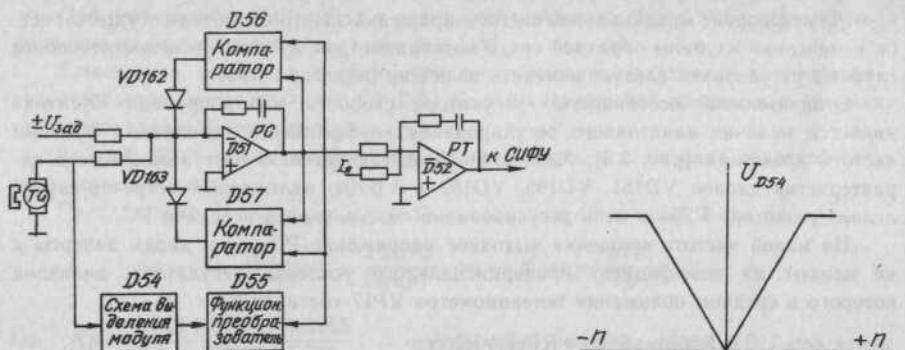


Рис. 3.6. Блок-схема БНТО

Рис. 3.7. Зависимость $U_{\text{МТГ}} = f(n)$

Выходное напряжение РТ является управляющим для системы импульсно-фазового управления.

Блок нелинейного токоограничения БНТО предназначен для ограничения предельно допустимого тока якоря в функции частоты вращения и в соответствии с коммутационной кривой двигателя.

Принцип работы БНТО поясняется блок-схемой рис. 3.6.

Регулятор скорости РС охвачен двумя цепями обратной связи, выполненными на ОУ D56 и D57, на входы которых подаются напряжение выхода $U_{\text{РС}}$ и напряжение функционального преобразователя $U_{\text{ФП}}$, выполненного на ОП D55.

Выходное напряжение функционального преобразователя является функцией частоты вращения двигателя, причем форма кривой $U_{\text{ФП}} = f(n)$ копирует коммутационную кривую электродвигателя.

Если $U_{\text{РС}} < U_{\text{ФП}}$, то выход цепей обратной связи имеет полярность, запирающую диоды VD162 и VD163, и токоограничение не работает.

При $U_{\text{РС}} > U_{\text{ФП}}$ открывается один из диодов — VD162 или VD163 — в зависимости от направления вращения, шунтируя вход регулятора скорости. Вследствие этого уменьшается напряжение на выходе РС, т. е. задание для регулятора тока РТ, и происходит ограничение величины тока до допустимого на данной частоте вращения значения.

Принципиальная схема БНТО приведена на рис. 3.4.

Операционный усилитель D54 предназначен для выделения модуля напряжения тахогенератора $|U_{\text{тр}}|$, напряжение на его выходе всегда положительно и пропорционально частоте вращения (рис. 3.7).

Коэффициент передачи схемы выделения модуля одинаков для обеих полярностей напряжения тахогенератора и составляет 0,25.

Для положительной полярности (диод VD154 закрыт, диод VD155 открыт):

$$K_+ = \frac{R_{281}}{R_{280} + R_{281}} = \frac{10 \text{ кОм}}{30 \text{ кОм} + 10 \text{ кОм}} = 0,25.$$

Для отрицательной полярности (диод VD154 открыт, диод VD155 закрыт):

$$K_- = \frac{R_{282}}{R_{280}} = \frac{7,5 \text{ кОм}}{30 \text{ кОм}} = 0,25.$$

Напряжение модуля $|U_{\text{тр}}|$ подается на вход схемы функционального преобразователя. При нулевой частоте вращения под действием отрицательного напряжения смещения, подаваемого через резистор R284, диоды VD161 и VD157 заперты и напряжение на вход функционального преобразователя не поступает.

Величина $U_{\text{ФП}}$ определяется смещением, подаваемым на инвертирующий вход через резистор R289, и равна

$$U_{\text{ФП}} = - \left(-U_{\text{см}} \frac{R_{291}}{R_{289}} \right) = 15 \text{ В} \frac{200 \text{ кОм}}{270 \text{ кОм}} = 11 \text{ В}.$$

В точке А (рис. 3.8) при небольшой частоте вращения открывается диод VD161 и напряжение на выходе начинает определяться следующим уравнением:

$$U_{\text{ФП}} = - \left(U_{\text{см}} \frac{R_{291}}{R_{289}} + U_{\text{вх.ФП}} \frac{R_{291}}{R_{288}} \right),$$

где $U_{\text{вх.ФП}}$ — входное напряжение функционального преобразователя в точке общих анодов вентиляй VD161 и VD157.

Поскольку сопротивление резистора $R_{288} = 30 \text{ кОм}$, то есть значительно меньше, чем сопротивление R_{289} , то выходное напряжение с ростом $U_{\text{вх.ФП}}$ резко падает.

Величина $U_{\text{вх.ФП}}$ не является пропорциональной напряжению модуля тахогенератора $|U_{\text{тр}}|$, а определяется коэффициентом передачи аддитивного делителя напряжения, образованного резистором R283 и цепочкой VD157, R285, VD158, R286, VD159, R287 и VD160. По мере роста частоты вращения последовательно открываются диоды VD157...VD160, уменьшая величину напряжения $U_{\text{вх.ФП}}$.

Темп уменьшения выходного напряжения ФП замедляется, что формирует коммутационную кривую $U_{\text{ФП}} = f(n)$, показанную на рис. 3.8.

В идеальном случае это кривая постоянной мощности (рис. 3.9), реально — на высокой частоте вращения нужно несколько уменьшить нагрузку, а на низкой ее можно увеличить.

Заштрихованная за током отсечки $I_{\text{отс}}$ зона не используется, так как на

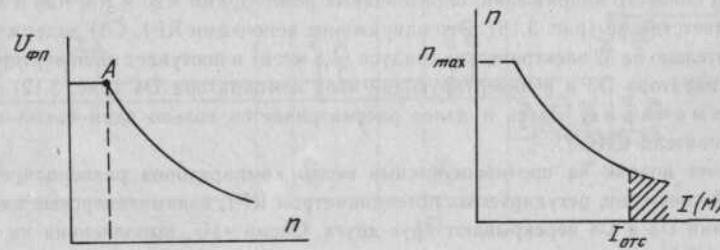


Рис. 3.8. Зависимость $U_{\text{ФП}} = f(n)$

Рис. 3.9. Зависимость $I_{\text{доп}} = F(n)$

практике максимальный ток достигается в худшем случае на 3-м пульсе и при этом двигатель достигает такой частоты вращения, что уже нужно ограничивать ток. Максимальная величина тока отсечки обычно $I_{\text{отс}} \simeq (4...6) I_{\text{ном}}$.

Способность двигателя выдерживать большие перегрузки — до (10...12) $I_{\text{ном}}$ — говорит лишь об общем качестве двигателей, их защищенности от размагничивания и не может быть реализована на практике.

Работа компараторов D56 и D57 описывается следующими уравнениями и пояснений не требует:

$$U_{D56} = \frac{R294}{R292} \cdot \frac{R292 + R295}{R293 + R294} U_{PC} - \frac{R295}{R292} U_{\Phi P};$$

$$U_{D57} = \frac{R297}{R299} \cdot \frac{R299 + R298}{R297 + R296} U_{PC} + \frac{R296}{R299} \cdot \frac{R299 + R298}{R297 + R296} U_{\Phi P};$$

или, подставляя численные значения,

$$UD56 = U_{PC} - U_{\Phi P} \text{ и } UD57 = U_{PC} + U_{\Phi P}.$$

т. к. все сопротивления резисторов R292...R299 равны 10 кОм.

При работе токоограничения компаратор D58 переходит в состояние положительного насыщения. Если время работы БНТО превысит величину уставки таймера на конденсаторе C179, то вырабатывается сигнал защиты преобразователя от перегрузки.

Резистор R304 образует дополнительную цепь заряда конденсатора C179, чем достигается определенная адаптация работы защиты. По мере снижения частоты вращения, например, при работе на упор заряд конденсатора осуществляется быстрее.

Канал регуляторов второго преобразователя работает аналогично.

Система импульсно-фазового управления (СИФУ) предназначена для формирования и синхронизации подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры.

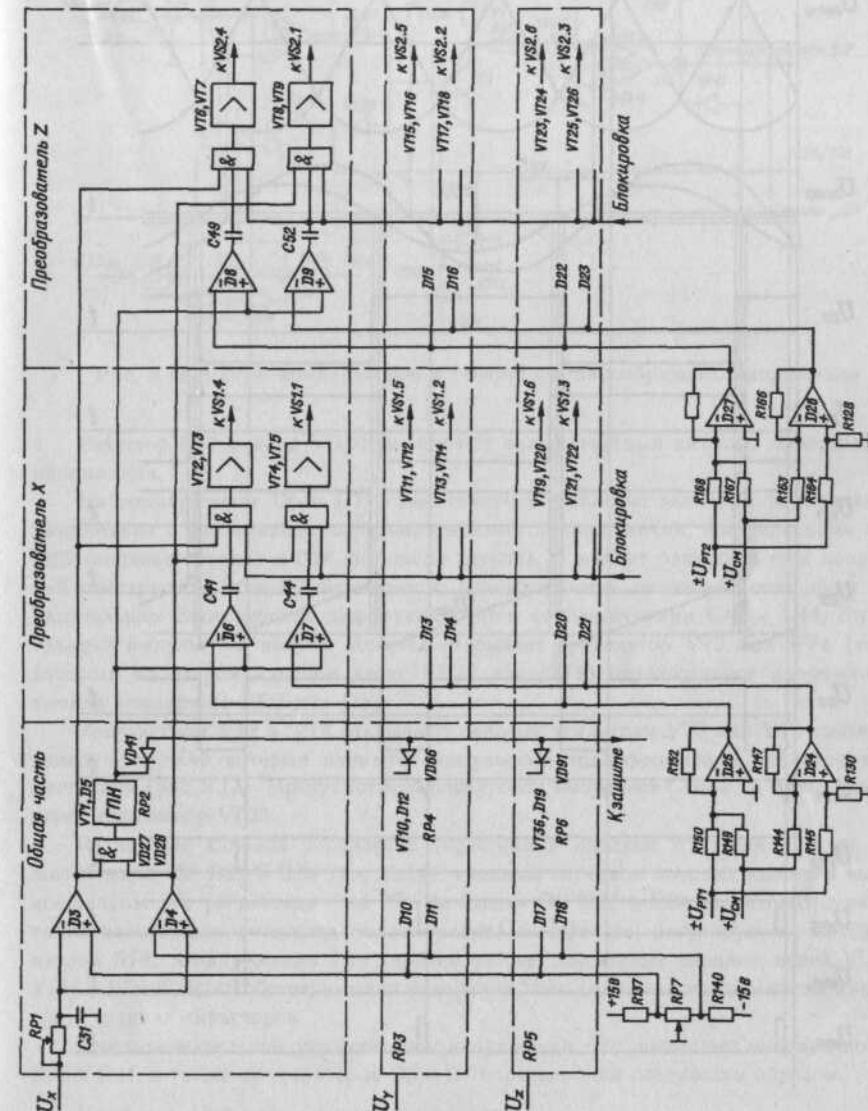
СИФУ выполнено по вертикальному принципу и состоит из трех одинаковых каналов для каждой из фаз питания (рис. 3.10). Характерной особенностью структуры построения СИФУ является наличие канала, общего для обоих преобразователей генератора пилообразного напряжения.

Диаграмма работы СИФУ приведена на рис. 3.11.

Напряжение синхронизации $U_x (U_y, U_z)$ подается на входы каналов СИФУ с делителями силового напряжения, образованных резисторами R20 и R5, R25 и R6, R30 и R7 соответственно (рис. 3.18). Это напряжение цепочками RP1, C31 задерживается приблизительно на 32 электрических градуса (1,8 мсек) и поступает на инвертирующий вход компаратора D3 и неинвертирующий вход компаратора D4 (рис. 3.12).

Примечание. Здесь и далее рассматривается только один канал первого преобразователя СИФУ.

За счет подачи на противоположные входы компараторов разнополярных напряжений смещения, регулируемых потенциометром RP7, взаимоинверсные выходные напряжения D3 и D4 перекрывают друг друга. Схема «И», выполненная на ОУ D5 и транзисторе VT1. Амплитуда пилообразного напряжения регулируется потенциометром RP2.



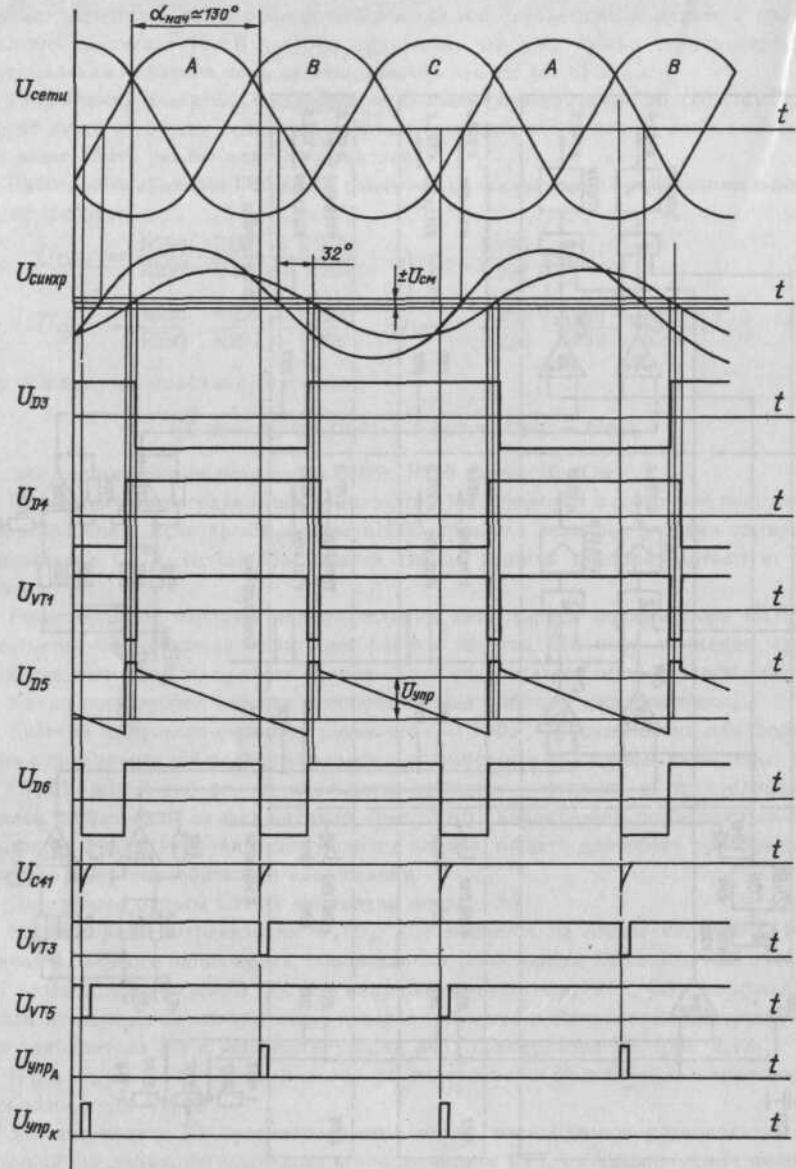


Рис. 3.11. Диаграмма работы СИФУ

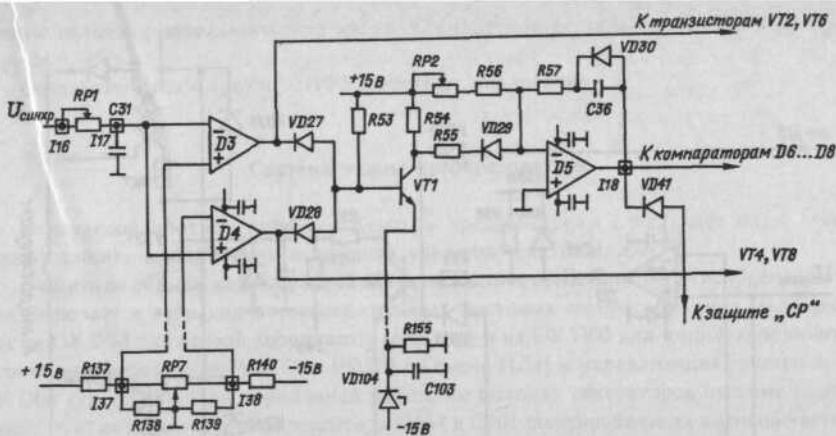


Рис. 3.12. Схема компараторов и генератора пилообразного напряжения

Резистор R57 и диод VD30 формируют положительный импульс пилообразного напряжения.

На компараторах D6 и D7 осуществляется сравнение величины пилообразного напряжения с управляющими разнополярными напряжениями, поступающими с ОУ D25 (анодная группа) и D24 (катодная группа). В момент равенства этих напряжений компараторы D6 и D7 переходят из положительного состояния насыщения в отрицательное. Этот перепад дифференцируется конденсаторами C41 и C44, отрицательный импульс на выходе которых открывает транзистор VT2 или VT4 (тот, у которого на втором диодном входе VD32 или VD36 отрицательное напряжение с выхода компаратора D3 или D4).

Транзисторы VT2 и VT4 открывают силовые усилители VT3 или VT5 соответственно, нагрузкой которых являются импульсные трансформаторы управления тиристорами (рис. 3.13). Предусмотрена блокировка импульсов СИФУ от схемы защиты через транзистор VT28.

Разделение каналов управления тиристорами анодной и катодной групп осуществляется ОУ D25 и D24 (рис. 3.14), входным сигналом которых является выходное напряжение регулятора тока РТ. На входах ОУ D25 и D24 происходит суммирование напряжения смещения положительной полярности, регулируемого потенциометром RP8, и напряжения U_{РТ}, причем за счет включения диодных цепей VD103, R151 и VD102, R146 обеспечивается различный темп смещения управляющих импульсов в группах тиристоров.

При положительном управляющем напряжении U_{РТ} выходные напряжения ОУ D25 и D24, а также компараторов D6 и D7 определяются следующим образом:

$$UD25 = -U_{РТ} - U_{см}; UD24 = +0,5U_{РТ} - U_{см}$$

$$UD6 = K_o(-U_{ГПН} + U_{РТ} + U_{СМ});$$

$$UD7 = K_o(-U_{ГПН} - 0,5U_{РТ} + U_{см}).$$

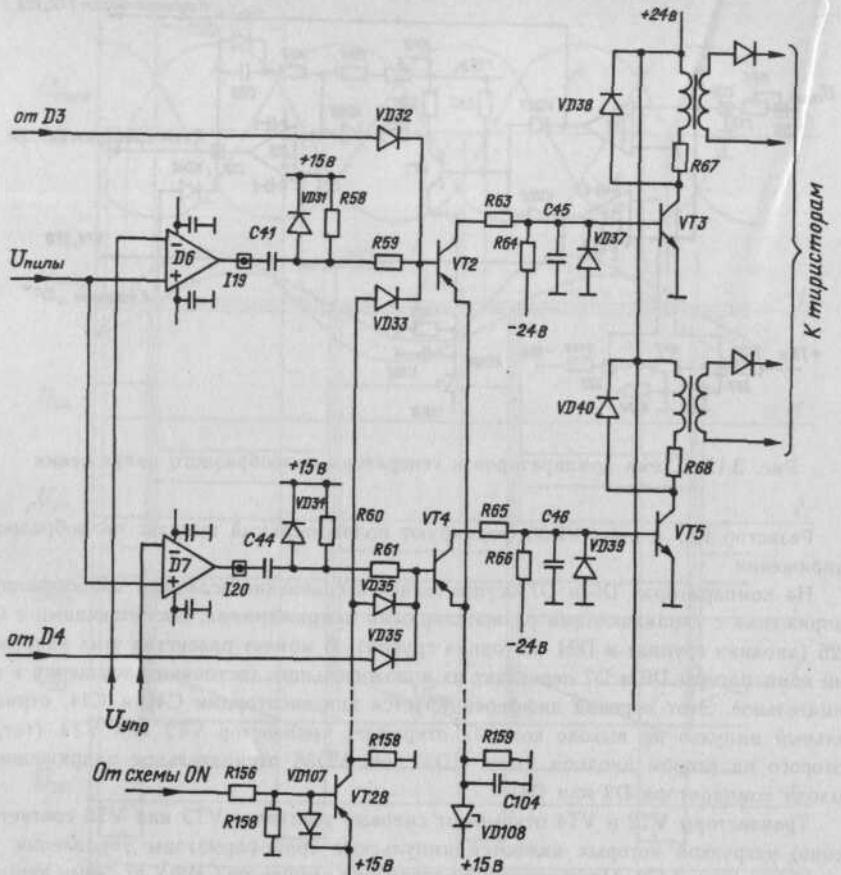


Рис. 3.13. Схема выходных каскадов СИФУ

Аналогично при отрицательном управляющем напряжении — $U_{\text{упр}}$:
 $UD25 = +0,5U_{\text{упр}} - U_{\text{см}}$; $UD24 = -U_{\text{упр}} - U_{\text{см}}$;
 $UD6 = K_o(-U_{\Gamma\text{ПН}} - 0,5U_{\text{упр}} + U_{\text{см}})$;
 $UD7 = K_o(-U_{\Gamma\text{ПН}} + U_{\text{упр}} + U_{\text{см}})$.

Из выражений видно, что смещение управляющих импульсов инверторной группы вправо происходит быстрее, чем обеспечивается уменьшение уравнительных токов и переход от согласованного управления к раздельному за счет «срыва» генерации управляющих импульсов при $|U_{\text{упр}} + U_{\text{см}}| > |U_{\Gamma\text{ПН}}|$.

Регулируя величину смещения на входах ОУ D25 и D24, можно установить же-

ляемую величину начального тока якоря. Стандартная регулировка предусматривает $\alpha_{\text{нач}} \approx 130^\circ$.

Остальные схемы тракта СИФУ работают аналогично.

Система защит преобразователя

В двухкоординатном приводе «Кемтор» предусмотрены следующие виды электронных защит, сигнализации и внешних управляющих сигналов.

Защита от обрыва цепи обратной связи по частоте вращения TG (Tachogenerator). Она включает в себя два автоколебательных мостовых генератора Вина, выполненных на ОУ D53 для первой координаты (рис. 3.4) и на ОУ D60 для второй координаты, включенных через диоды VD153 и VD171 по схеме ИЛИ и управляющих триггером на ОУ D68 (рис. 3.15). При нормальной работе на выходах генераторов нулевые напряжения, т. к. их входы через конденсаторы C154 и C161 шунтируются на высокой частоте низким омическим сопротивлением тахогенераторов и колебания отсутствуют. Если цепь любого из тахогенераторов оборвана, то возникают колебания (рис. 3.16), положительная амплитуда которых превышает напряжение смещения на инвертирующем входе триггера на ОУ D68, и он переходит в состояние положительного насыщения. Транзистор VT73 открывается, горит светодиод VH196 (TG), снимается сигнал RD (Ready — готовность), блокируются регуляторы скорости и тока, а также импульсы СИФУ обоих преобразователей ON1 (VH222) и ON2 (VH219).

Для восстановления работоспособности привода необходимо блокировать и деблокировать привод внешними управляющими сигналами «Работа» (Деблокировка).

Для исключения действия генераторов Вина в условиях сильных помех необходимо отпаять перемычки M14 и M16, запаяв перемычки M15 и M17.

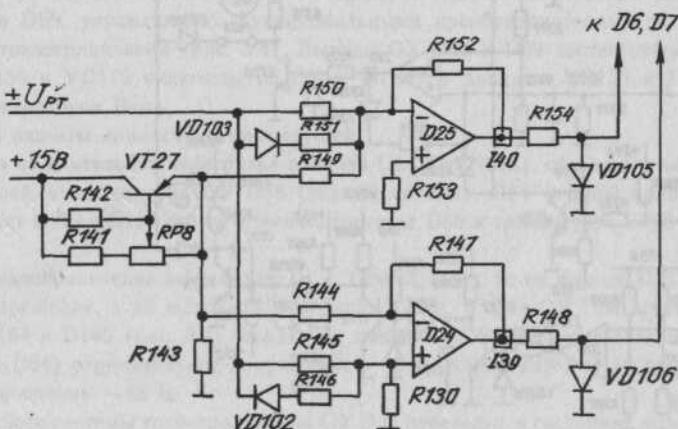


Рис. 3.14. Схемы управления каналами СИФУ

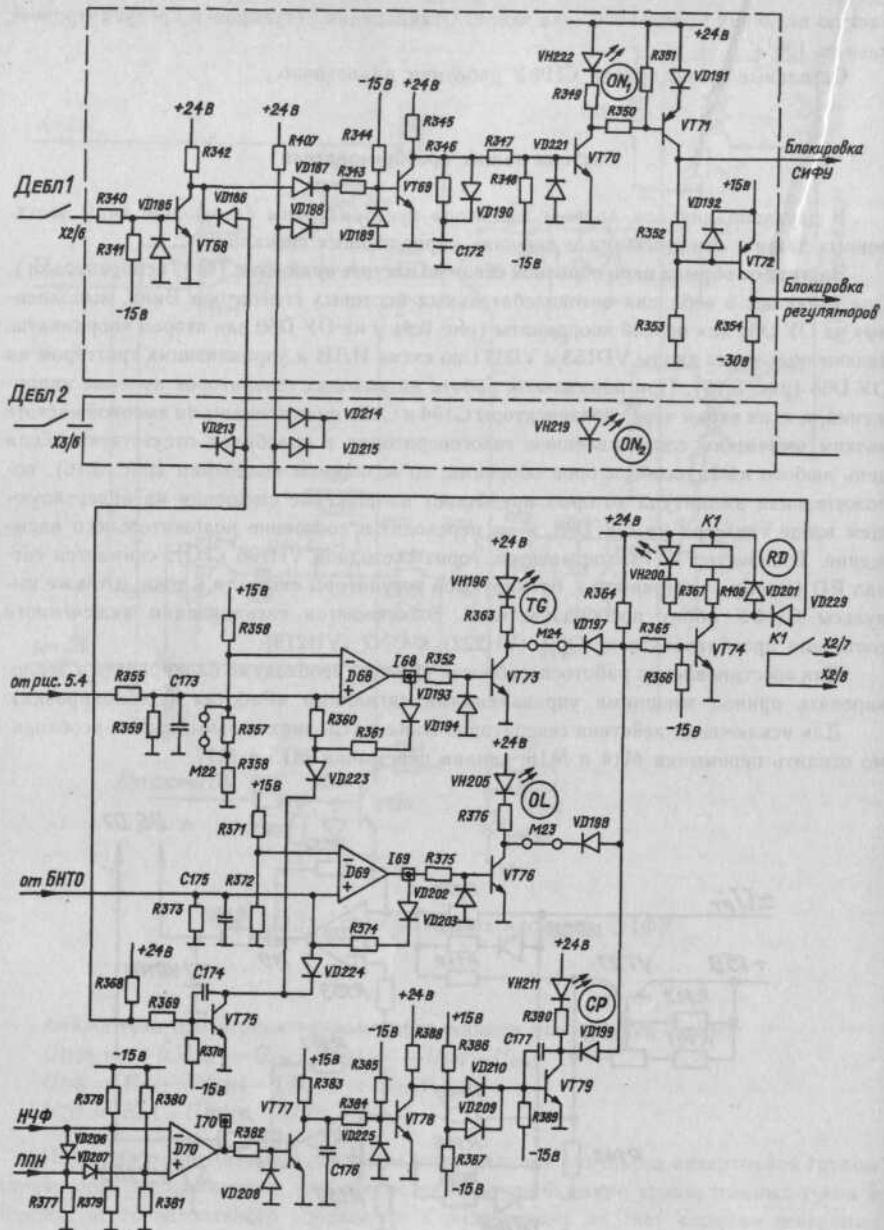


Рис. 3.15. Схема защиты преобразователя

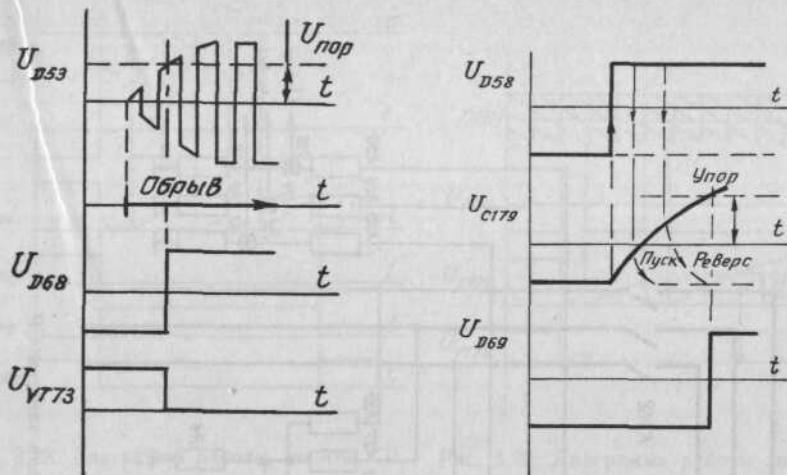


Рис. 3.16. Диаграмма работы защиты TG

Рис. 3.17. Диаграмма работы защиты OL

Перемычкой M24 можно исключить действие защиты на сигналы RD и ON при работе сигнализации TG.

Перемычкой M22 при первоначальном пуске устанавливают $n_{\max} \approx 100$ об/мин.

Задача от превышения максимальной частоты вращения выполнена с использованием триггера и индикации защиты от обрыва цепи тахогенератора, однакоключение триггера осуществляется от схем выделения модуля напряжения тахогенератора D54 и D59, управляющих функциональными преобразователями системы нелинейного токоограничения (рис. 3.4). Выходы ОУ D54 и D59 соответственно через диоды VD156 и VD170 включены по схеме ИЛИ с диодами VD153 и VD171 на выходах генераторов Вина.

Работа защиты аналогична предыдущей.

Задача от длительной перегрузки привода OL (Overload), общая для обоих преобразователей, выполнена на ОУ D58 (первый привод), D64 (второй привод), схемах задержек C179 и C180 соответственно, триггере D69 и транзисторе VT76 (рис. 3.4 и 3.15).

Если токоограничение не работает, т. е. $U_{PC} < U_{ФП}$, то на выходе D57 положительное напряжение, а на выходе D56 отрицательное. Входы ОУ D58 шунтируются диодами D164 и D165 (рис. 3.4), однако на выходе ОУ D58 (соответственно другой координаты D64) отрицательное напряжение -12 В. Конденсатор C179 также заряжен до напряжения -12 В.

При работе системы токоограничения ОУ D58 переходит в состояние положительного насыщения, диод VD166 закрывается, и начинается перезаряд конденсатора C179 от положительного напряжения питания через резистор R306 и от напряжения

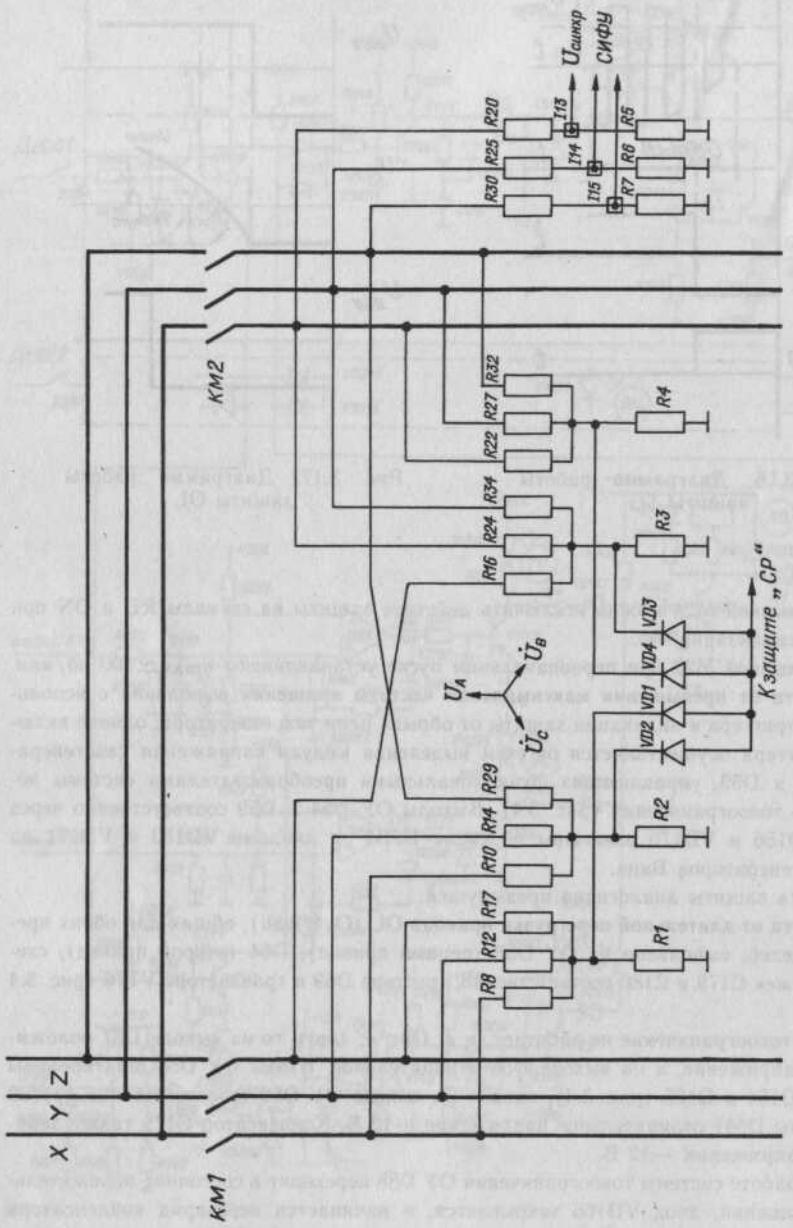


Рис. 3.18. Схема выделения управляющего сигнала защиты СР

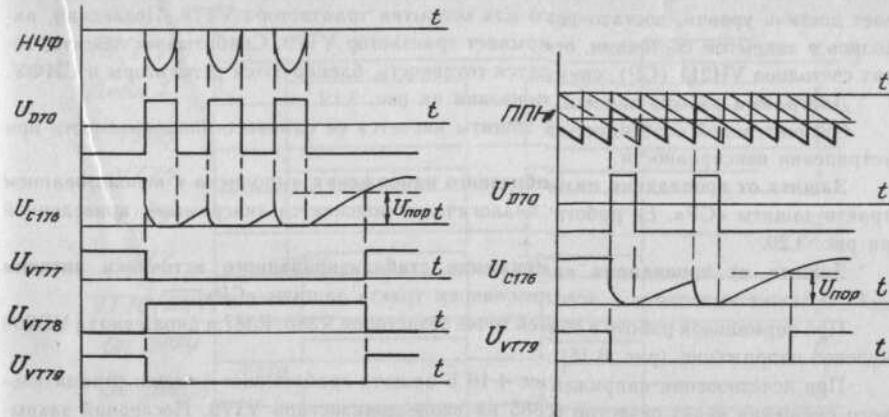


Рис. 3.19. Диаграмма работы защиты СР

Рис. З.20. Диаграмма работы защиты от пропадания пилообразного напряжения

выходной кривой функционального преобразователя через резистор R304. Если время работы токоограничения превышает допустимую величину, то напряжение на конденсаторе C179 успевает достичь уровня напряжения смещения триггера D69, последний переключается и открывает транзистор VT76 (рис. 3.17).

Включается светодиод сигнализации перегрузки VH205 (OL), снимается сигнал готовности, блокируются регуляторы скорости и тока, СИФУ.

Действие защиты можно исключить снятием перемычки M23.

Защита от неправильного чередования или обрыва фаз СР (Connecting Protection) выполнена на ОУ D70, транзисторах VT77, VT78, VT79 и фильтре C176 (рис. 3.15).

На инвертирующий вход ОУ D70 подается напряжение с диодной схемы ИЛИ (VD1...VD4) выделения управляющего сигнала защиты СР (рис. 3.18).

При нормальной работе напряжение в этой точке близко к нулю, т. к. оно определяется четырьмя включенными по логической схеме ИЛИ цепочками, выделяющими напряжение $\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = 0$ в разном сочетании.

На неинвертирующем входе ОУ D70 при нормальной работе отрицательное напряжение с пульсациями пилообразной формы (рис. 3.27). Диод VD206 открыт, VD207 закрыт, на выходе ОУ D70 отрицательное напряжение насыщения. Тогда транзистор VT77 закрыт, конденсатор C176 заряжен, VT78 открыт, VT79 закрыт.

При неправильном чередовании фаз или обрыве любой из них на инвертирующем входе ОУ D70 появляются отрицательные полуволны синусоидального неуравновешенного напряжения $U_A + U_B + U_C \neq 0$.

Операционный усилитель D70 периодически переходит в положительное состояние насыщения, открывая транзистор VT77. Благодаря наличию конденсатора С176 за время отрицательного насыщения ОУ D70 напряжение на коллекторе VT77 не успе-

вает достичь уровня, достаточного для открытия транзистора VT78. Последний, находясь в закрытом состоянии, открывает транзистор VT79. Срабатывает защита, горит светодиод VH211 (CP), снимается готовность, блокируются регуляторы и СИФУ.

Диаграмма работы защиты показана на рис. 3.19.

Отличительной особенностью защиты является ее самовосстанавливаемость при устраниении неисправности.

Защита от пропадания пилообразного напряжения выполнена с использованием тракта защиты «CP». Ее работа аналогична и поясняется диаграммой, приведенной на рис. 3.20.

Защита от пропадания напряжения стабилизированного источника питания ± 15 В также выполнена с использованием тракта защиты «CP».

При нормальной работе в общей точке резисторов R386, R387 и анода диода VD209 нулевое напряжение (рис. 3.15).

При исчезновении напряжения $+15$ В защита срабатывает по цепи отрицательного смещения через резистор R385 на входе транзистора VT78. Последний закрывается и через диод VD210 открывает транзистор VT79.

При исчезновении напряжения -15 В защита срабатывает по цепи положительного смещения через резистор R386, открывающий через диод VD209 транзистор VT79.

В остальном действие защиты аналогично.

Формирование сигнала Ready (Готовность) осуществляется на транзисторе VT74 (рис. 3.15). При нормальной работе транзистор VT74 открыт под действием положительного напряжения смещения через резистор R364. Включено реле K1, горит светодиод VH200 (RD). Блокировка формирования сигналов «Работа» (ON) через диоды VD188 и VD215 снята.

Сигнал «Готовность» снимается по цепям диодов VD197, VD198 или VD199 при срабатывании любой из электронных защит, т. е. реализуется уравнение

$$RD = \overline{TG} \cdot \overline{OL} \cdot \overline{CP}.$$

Формирование сигнала ON (Работа) рассмотрим на примере канала первого преобразователя.

При снятом внешнем сигнале «Деблокировка 1» (Работа 1) транзистор VT68 закрыт, VT69 открыт, VT70 закрыт, VT71 закрыт, VT72 открыт.

Через резисторы R352 и R353 создана цепь протекания базового тока транзистора VT28 (рис. 3.13), блокирующего систему импульсно-фазового управления.

Потенциал $+15$ В через открытый транзистор VT72 открывает ключи на полевых транзисторах в цепях обратных связей регуляторов скорости и тока (рис. 3.4) и блокирует их.

Одновременно транзистор VT75, открытый положительным смещением через резистор R368, сбрасывает триггеры D68 (защита TG) и D69 (защита OL), переводя их в состояние отрицательного насыщения.

При включении тумблера «ДЕБЛ. 1» схема переходит в следующее состояние:

- открывается транзистор VT68;
- закрывается транзистор VT75, восстанавливая работоспособность триггеров защит TG и OL;

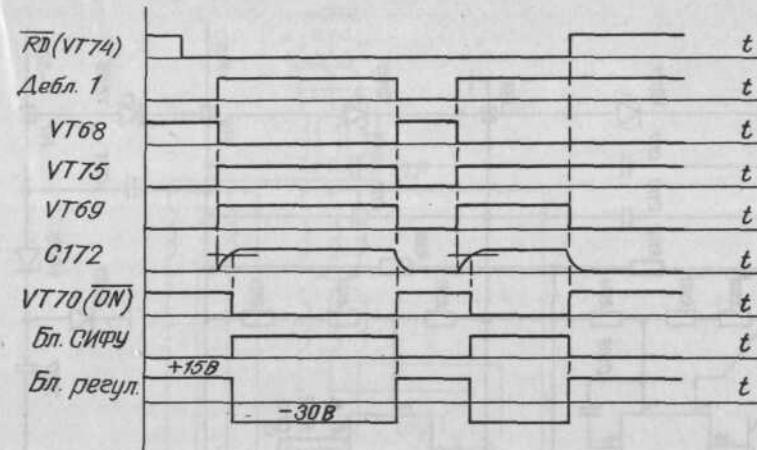


Рис. 3.21. Диаграмма формирования сигналов ON и RD

- проверяется наличие сигнала «Готовность» (открыт транзистор VT74);
- при присутствии сигнала RD (общая точка диодов VD188 и VD215 подключена к нулю) и открытом транзисторе VT68 (анод диода VD187 подключен к нулю) закрывается транзистор VT69;
- заряжается конденсатор C172 и через выдержку времени $t \approx 0,5$ с открывает транзистор VT70;
- загорается светодиод VH222 (ON1);
- открывается транзистор VT71. Потенциал $+24$ В закрывает транзистор VT28 в схеме СИФУ, снимая блокировку управляющих импульсов;
- закрывается транзистор VT72. Потенциал -30 В запирает ключи на полевых транзисторах, снимая блокировку регуляторов скорости и тока.

Привод готов к работе.

Диаграмма формирования сигнала ON приведена на рис. 3.21.

Блок питания привода (рис. 3.22) включает в себя два однополупериодных трехфазных нестабилизированных выпрямителя на диодах VD114...VD116 и VD117...VD119, формирующих напряжение ± 24 В. Выходные напряжения фильтруются конденсаторами C108 и C112.

Стабилизированные источники питания ± 15 В реализованы на интегральных стабилизаторах D1 и D2, а также транзисторах VT32 и VT33, VT34. В обоих источниках предусмотрена внутренняя защита от перегрузки и коротких замыканий. Точная подстройка выходных напряжений осуществляется подбором резисторов R183 * и R193* соответственно. Стабилитроны VD124 и VD125 осуществляют ограничение выходных напряжений на уровне ± 18 В в аварийных ситуациях.

Источник -30 В реализован на удвоителе напряжения C107, VD121, VD120 и C116.

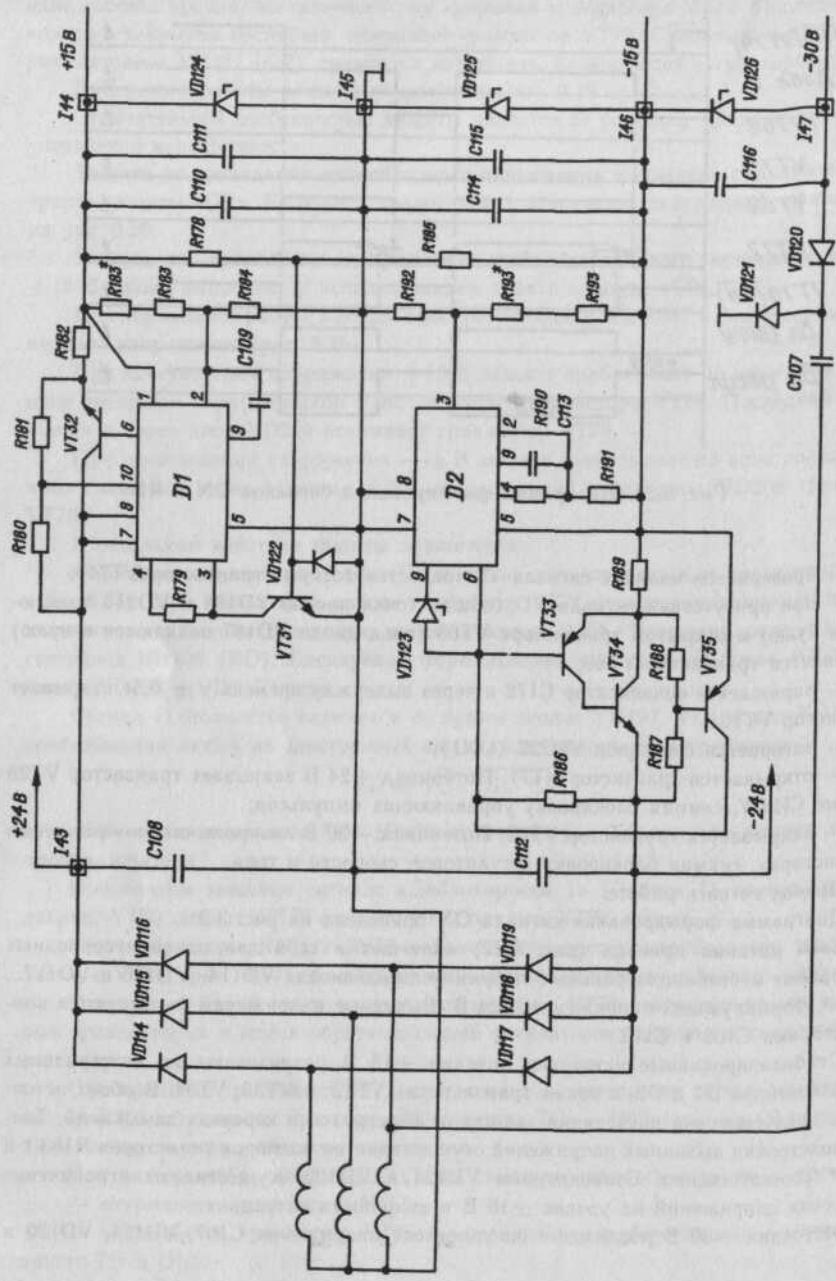


Рис. 3.22. Блок питания

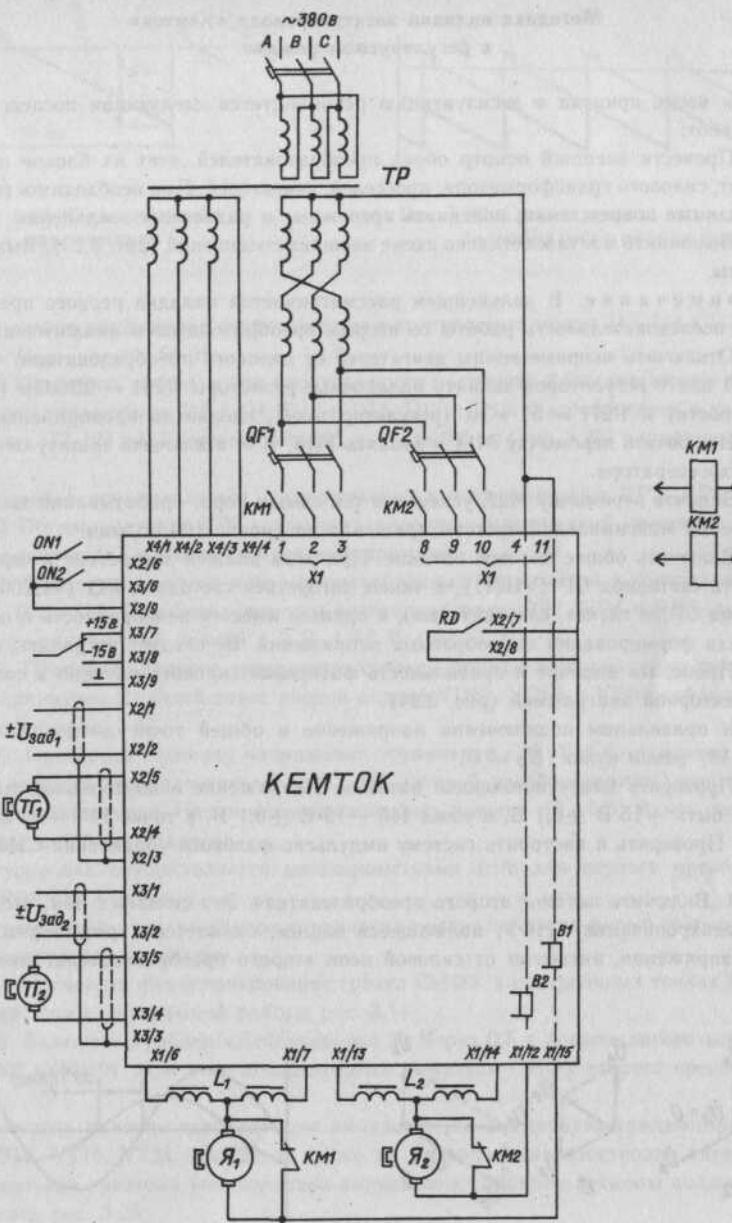


Рис. 3.23. Схема подключения привода «Кемток»

При вводе привода в эксплуатацию рекомендуется следующая последовательность работ:

- Провести внешний осмотр обоих преобразователей, всех их блоков и печатных плат, силового трансформатора, дросселей, двигателей. При необходимости устранить видимые повреждения, подтянуть крепежные и разъемные соединения.
- Выполнить монтаж согласно схеме внешних соединений (рис. 3.23). Выключить автоматы.

Примечание. В дальнейшем рассматривается наладка первого преобразователя, последовательность работы со вторым преобразователем аналогична.

- Отключить якорные концы двигателей от силового преобразователя.
- В плате регуляторов запаять наладочные резисторы R261 = 20 кОм (регулятор скорости) и R271 = 51 кОм (регулятор тока), сделав их пропорциональными.
- Исключить перемычку M14 и запаять M15, т. е. исключить защиту от обрыва цепи тахогенератора.
- Запаять перемычку M22, установив тем самым порог срабатывания защиты от превышения максимальной частоты вращения на уровне 100 об/мин.
- Включить общее силовое питание. При этом должен загореться и через 0,5 с погаснуть светодиод СР (VH211), а также загореться светодиод RD (VH200). Если светодиод СР не гаснет, следовательно, в приводе имеется неисправность в цепи питания или формирования пилообразных напряжений. Ее следует устранить.
- Проверить наличие и правильность фазировки силового питания в соответствии с векторной диаграммой (рис. 3.24).

При правильном подключении напряжение в общей точке диодов VD1...VD4 (рис. 3.18) равно нулю ($U_p = 0$)

9. Проверить плату источников питания. Напряжение в контрольной точке I44 должно быть +15 В ± 0,1 В, в точке I46 – 15 В ± 0,1 В, в точке I47 – 30 В ± 2 В.

10. Проверить и настроить систему импульсно-фазового управления СИФУ, для чего:

10.1. Включить питание второго преобразователя. Это связано с тем, что напряжение синхронизации СИФУ, являющееся общим, снимается с резисторных делителей напряжения, питаемых от силовой цепи второго преобразователя (рис. 3.18).

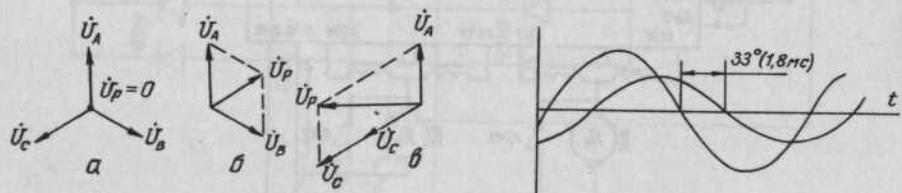


Рис. 3.24. Векторная диаграмма защиты СР

Рис. 3.25. Фазировка синхронизирующего напряжения

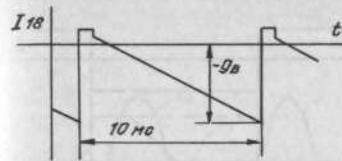


Рис. 3.26. Пилообразное напряжение

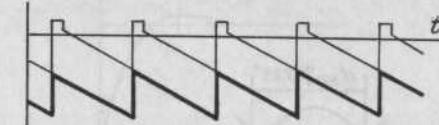


Рис. 3.27. Сигнал защиты от пропадания пилообразного напряжения

Амплитуда напряжений синхронизации в контрольных точках I13, I14 и I15 должна быть $U_{\text{синх.}} \approx (4...6)$ В.

10.2 Проверить работу и при необходимости настроить фазосдвигающие цепочки на входах компараторов D3 и D4, D10 и D11, D17 и D18. Фазовый сдвиг в контрольных точках I17, I24 и I31 должен быть $33^\circ \pm 1^\circ$ или 0,8 мс (рис. 3.25) в сторону отставания.

Настройка осуществляется соответственно потенциометрами RP1, RP3 и RP5.

10.3 Потенциометром RP7 установить равенство напряжений смещения в контрольных точках I37 и I38 на входах компараторов.

10.4. Проверить наличие и форму пилообразных напряжений в контрольных точках I18, I25 и I32. При необходимости потенциометрами RP2, RP4 и RP6 выставить амплитуду напряжений равной -9 В $\pm 0,2$ В (рис. 3.26).

10.5. Проверить наличие суммарного сигнала защиты от пропадания пилообразного напряжения. В общей точке анодов диодов VD41, VD66 и VD91 наблюдать осциллограмму рис. 3.27.

10.6. Проверить величину напряжения управления СИФУ в контрольных точках I40, I39 (первый преобразователь) и I42, I41 (второй преобразователь) при нулевом задающем напряжении. Напряжение должно быть равно $-(6-6,5)$ В, что соответствует $\alpha_{\text{нач}} \approx 135$ эл. градусов.

Регулировка осуществляется потенциометрами RP8 для первого преобразователя и RP9 для второго.

Окончательно начальный угол управления выставляется по форме якорного тока, что рассматривается дальше.

10.7. Проверить функционирование тракта СИФУ в контрольных точках I19...I28 в соответствии с диаграммой работы рис. 3.11.

10.8. Включить тумблер «Деблокировка 2». Через 0,5 с должен загореться светодиод ON2 (VH219). При этом деблокируются импульсы СИФУ второго преобразователя.

Проверить наличие управляющих импульсов на коллекторах транзисторов VT7, VT9, VT16, VT18, VT24 и VT26, а также на управляющих электродах тиристоров.

Начальная привязка управляющих импульсов к силовому питанию должна соответствовать рис. 3.28.

Примечание. Если привод пускается впервые после выполнения сложных ремонтных работ, то рекомендуется потенциометрами RP8 и RP9 передвинуть управ-

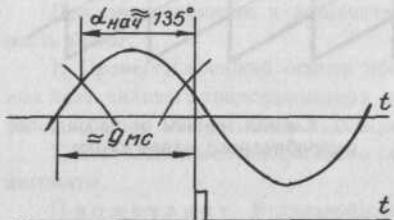


Рис. 3.28. Начальная фазировка управляющих импульсов

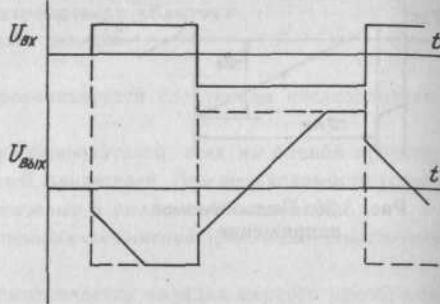


Рис. 3.29. Диаграммы работы ПИ-регулятора

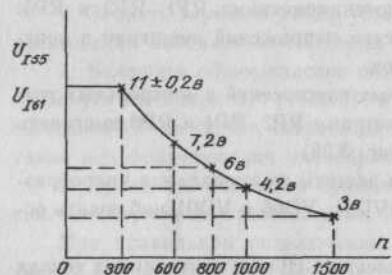


Рис. 3.30. Зависимость $U_{\text{фп}} = f(n)$

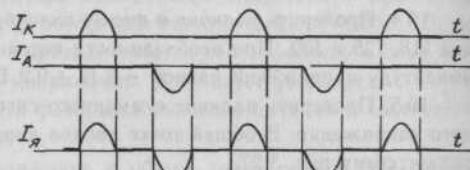


Рис. 3.31. Осциллограмма начального тока якоря

ляющие импульсы в зону отрицательных напряжений силового питания. Этим уменьшается вероятность возможных при неисправностях аварийных режимов.

10.9. Выполнить аналогичную проверку для первого преобразователя, включив тумблер «Деблокировка 1».

В случае отсутствия управляющих импульсов необходимо проверить осциллограммы сигналов в предыдущих точках тракта и устранить неисправность.

На этом проверку СИФУ можно считать законченной.

11. Проверить функционирование тракта регуляторов скорости и тока, для чего:

11.1. Балансировать регулятор скорости.

11.1.1. Подключить перемычку M11, исключив перемычку M12.

11.1.2. Закоротить конденсаторы C170 (регулятор скорости) и C171 (регулятор тока).

11.1.3. Подать нулевое задающее напряжение, деблокировать привод и потенциометром RP16 установить на выходе РС (контрольная точка I51) нулевое напряжение.

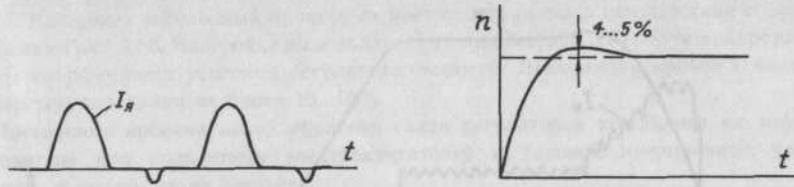


Рис. 3.32. Осциллограмма тока якоря при $U_{\text{зад}} \neq 0$

Рис. 3.33. Зависимость $n = f(t)$

11.1.4. Убедиться в наличии нулевого напряжения на выходе РТ (контрольная точка I52).

11.2. Выставить предварительно необходимый коэффициент усиления регулятора скорости.

11.2.1. На вход привода подать $U_{\text{зад}} \approx 50$ мВ.

11.2.2. Деблокировать привод и потенциометром RP17 выставить в контрольной точке I51 напряжение, равное 0,625 В, что соответствует коэффициенту усиления $R_{PC} \approx 25$.

11.2.3. Зафиксировать величину напряжения на выходе РТ (контрольная точка I52).

11.2.4. Изменить полярность задающего напряжения и проверить величины и знак напряжений в точках I51 и I52. Они должны иметь обратную полярность.

11.3. Проверить функционирование тракта регуляторов при реверсе задающего напряжения: а) при закороченных конденсаторах (П-регулятор); б) со снятыми перемычками (ПИ-регулятор). Привод должен быть блокирован. При правильном функционировании наблюдать осциллограммы рис. 3.29.

11.4. При необходимости проверить работу дифференциального усилителя задающего напряжения. Для этого необходимо снять перемычку M11 и установить перемычку M12.

12. Проверить настройку схемы нелинейного токоограничения.

12.1. Подключить к выводам тахогенератора регулятор задатчика напряжения.

12.2. Выполнить замеры в контрольных точках I54 (выделение модуля) и I55 (функциональный преобразователь).

При $U_{\text{зад}} = (0..3)$ В в точке I55 должно быть $+11$ В $\pm 0,1$ В.

При $U_{\text{зад}} = \pm 10$ В в точке I55 должно быть $+4,2$ В $\pm 0,2$ В.

Промежуточные значения в соответствии с диаграммой рис. 3.30.

При несоответствии осуществляется подстройка кривой токоограничения подбором сопротивлений резисторов R279 и R433 схемы выделения модуля.

13. Запаять вновь настроечные резисторы R261 (РС) и R271 (РТ).

14. Осуществить пробный пуск привода.

14.1. Подключить двигатель.

14.2. Отключить тахогенератор с клеммами X2/5.

14.3. Установить нулевое задающее напряжение.

14.4. Деблокировать привод.

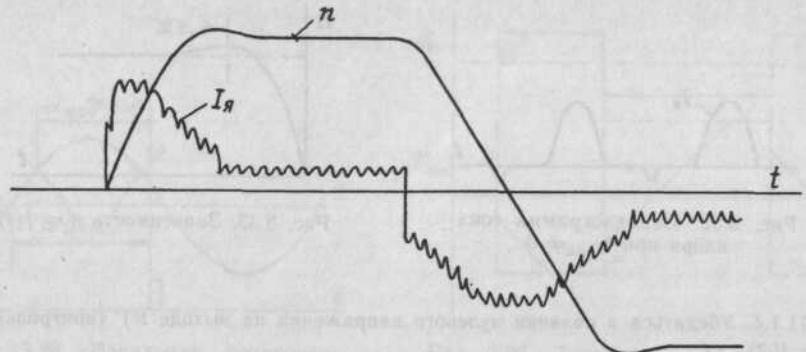


Рис. 3.34. Зависимость $I_{\text{я}} = f(t)$

14.5. Плавно увеличивая задающее напряжение, добиться медленного вращения двигателя.

14.6. Замерить полярность напряжения на отключенном конце тахогенератора. Она должна быть обратной полярности задающего напряжения на резисторном входе R259 регулятора скорости.

14.7. Остановить привод и подключить тахогенератор, при необходимости изменить его полярность.

15. Плавно разогнать двигатель до частоты вращения 100 об/мин (порог срабатывания защиты OS) при обоих направлениях вращения.

Убедиться в действии защиты OS.

16. При нулевом задающем напряжении выставить начальный ток якоря. $[I_{\text{нач}} \approx 4 \text{ A}]$ в соответствии с рис. 3.31. Длительность протекания тока должна быть равна длительности паузы, что соответствует $\alpha_{\text{нач}} \approx 135$ эл. градусов. Регулировка осуществляется потенциометром RP8 схемы СИФУ.

Равенство амплитуд выставляется регулировочными потенциометрами RP2, RP4 и RP6 в схемах генераторов пилообразных напряжений СИФУ.

17. Подать небольшое задающее напряжение $U_{\text{зад}} \approx 1 \text{ В}$ и наблюдать трансформацию кривой тока якоря (рис. 3.32).

18. Восстановить действие защиты от обрыва цепи тахогенератора TG (запаять перемычки M14 и исключить M15) и проверить ее действие, отключив цепь тахогенератора.

19. Снять наладочные резисторы R261 и R271.

20. Снять перемычку M22.

21. Плавно разогнать двигатель до максимальной частоты вращения для обоих направлений.

При $U_{\text{зад}} = 10 \text{ В}$ потенциометром RP15 выполнить масштабирование частоты вращения ($n = 1000 \text{ об/мин}$).

22. Увеличив частоту вращения, убедиться в действии защиты от превышения максимальной частоты вращения OS при снятой перемычке M22.

23. Настроить переходный процесс по частоте вращения в соответствии с осцилограммами рис. 3.33. Настройка выполняется потенциометром RP17 путем подбора величины коэффициента усиления регулятора скорости. Добиваются кривой с величиной перерегулирования не более 10..15%.

Постоянные времени цепей обратной связи регуляторов подобраны на заводе-изготовителе для конкретных электродвигателей и типовой инерционной массы нагрузки, и менять их не следует.

При необходимости регулировки надо обратиться к специальной литературе, например [5,10].

24. Реверсируя двигатель на максимальной частоте вращения, убедиться в правильности работы системы нелинейного токоограничения и при необходимости выполнить дополнительную подстройку (рис. 3.34).

25. Убедиться в правильности работы токоограничения, проверить действие защиты от длительной перегрузки по току OL. Это можно сделать, выполнив несколько частых реверсов на максимальной частоте вращения.

26. Проверить действие защиты от обрыва и неправильного чередования фаз «СР», отключив одну из фаз питания преобразователя.

На этом этап ввода первого преобразователя в эксплуатацию закончен.

Наладка второго преобразователя проводится аналогично. Напоминаем, что общие цепи СИФУ и электронных защит уже проверены и наложены.

Естественно, наладка привода может быть выполнена и в другой последовательности и с использованием других приемов.

КОМПЛЕКТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОДАЧИ ТИПА «КЕМЕК»

Комплектные электроприводы типа «Кемек» производства НРБ предназначены для промышленных роботов с последовательной работой координат.

С 1987 г. приводы типа «Кемек» выпускаются в варианте использования их в приводах подач станков с ЧПУ. Все основные схемотехнические решения аналогичны приводам, предназначенным для роботов, рассматриваемых в настоящей книге.

В комплект привода входят:

- шестипульсный реверсивный тиристорный преобразователь типа 2РЕВ16;
- высокомоментные электродвигатели серии ИПИ;
- силовой трансформатор типа ТIEB;
- коммутатор переключения координат.

Технические характеристики привода полностью удовлетворяют требованиям «Интерэлектро», диапазон регулирования частоты вращения составляет 1:10000, суммарная погрешность на минимальной частоте не превышает 4%.

Общий вид преобразователя, встроенного в устройство управления роботами «Контур-1», приведен на рис. 4.1.

Конструкция преобразователя блочная, максимально унифицированная с широко распространенной серией электроприводов типа «Кемрон». Степень защиты IP00. Преобразователь предназначен для встройки в станцию управления.

Описание работы преобразователя

Преобразователь выполнен по трехфазной реверсивной мостовой схеме выпрямления. Применено классическое подчиненное регулирование с ПИ-регуляторами скорости и тока. Управление — раздельное, без уравнительных токов. Нелинейное токоограничение обеспечивает ограничение максимально допустимого тока якоря в функции частоты вращения. Предусмотрено аддитивное регулирование коэффициента усиления и постоянной времени интегрирования в функции частоты вращения. СИФУ выполнено по вертикальному принципу с возможностью регулировки начального тока якоря. Разветвленная цепь электронных защит и сигнализации обеспечивает удобство эксплуатации и быстроту устранения возможных неисправностей.

Блок-схема привода приведена на рис. 4.2, где РС — регулятор скорости, РТ —

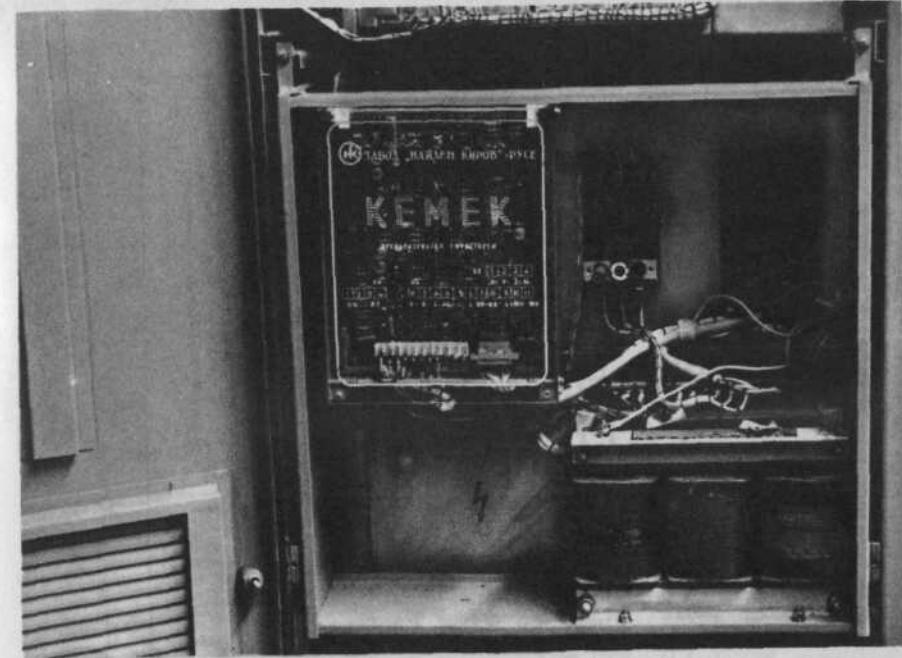


Рис. 4.1. Общий вид привода «Кемек»

регулятор тока, АР — аддитивный регулятор, КЗ — корректирующее звено, МТГ — схема выделения модуля напряжения тахогенератора, ФП — функциональный преобразователь, ПЭ — пороговый элемент, БНТО — блок нелинейного токоограничения, РНТ — регулятор начального тока якоря, БЛ — блок логики раздельного управления, СИФУ — система импульсно-фазового управления, ТР — силовой трансформатор, Я — двигатель, ТГ — тахогенератор, Sh — шунт, УТ — дифференциальный усилитель тока, ОС — защита от перегрузки по току, OL — защита от длительной перегрузки, OS — защита от превышения максимальной частоты вращения, TG — защита от обрыва цепи тахогенератора, СР — защита от неправильного подключения, RD — готовность, ON — сигнал «Работа» (Деблокировка), БЗ — блок защиты, К — коммутатор, БП — блок питания.

Приступим к поэлементному изучению принципов действия принципиальной схемы электропривода.

Силовая схема (рис. 4.3) выполнена по трехфазной мостовой реверсивной схеме выпрямления без уравнительных дросселей, что связано с раздельным принципом управления преобразователем.

Предусмотрена защита силовых тиристоров от коммутационных перенапряжений путем их шунтирования RC-цепочками.

Силовой трансформатор включен по схеме «звезды — зигзаг» и осуществляет согла-

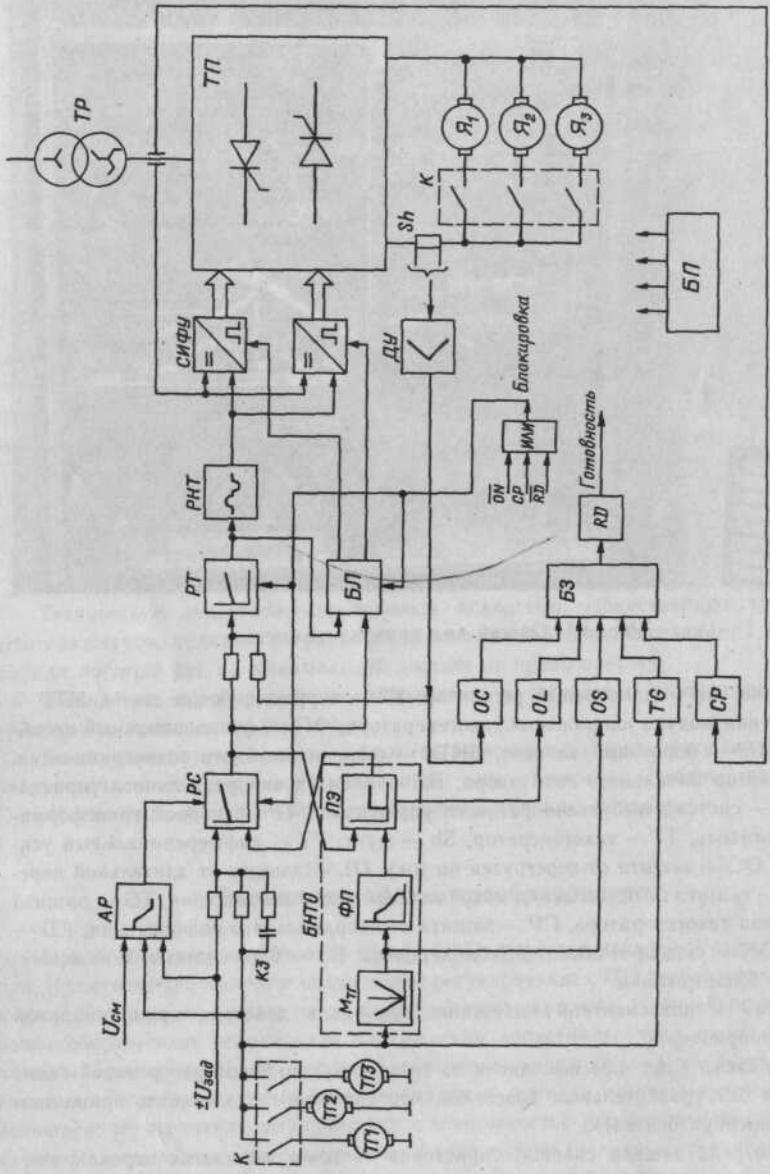


Рис. 4.2. Блок-схема привода «Кемек»

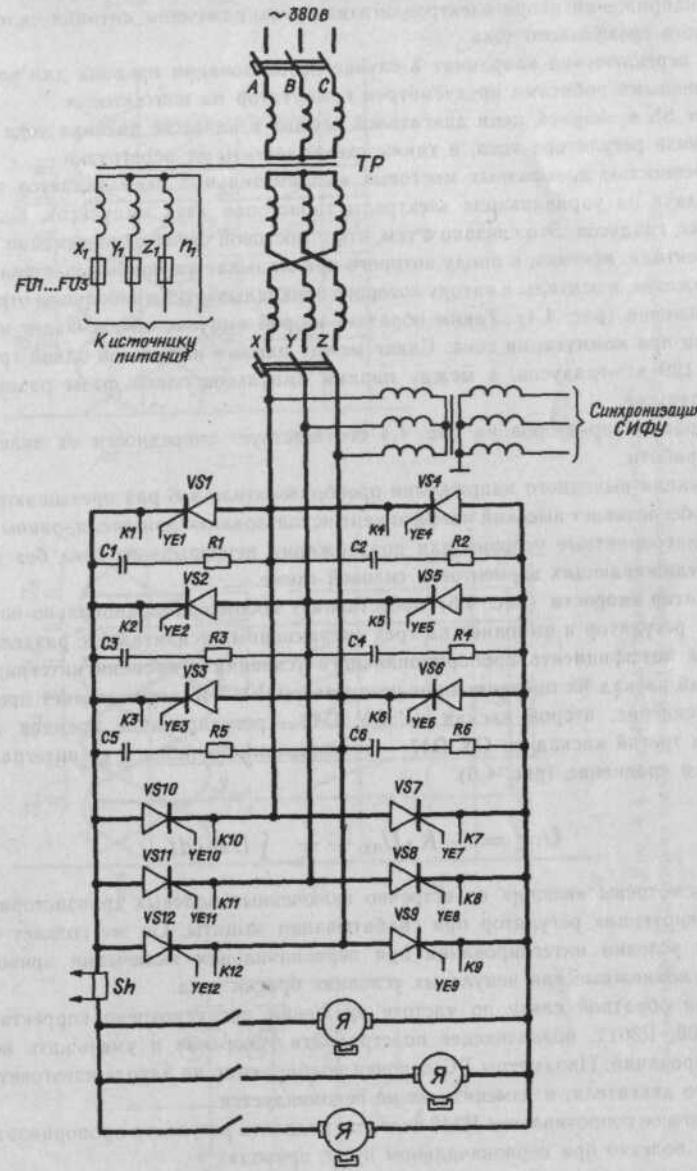


Рис. 4.3. Силовая схема

сование напряжения якоря электродвигателя с напряжением силовой цепи переменного трехфазного тока.

Для переключения координат в случае использования привода для управления промышленными роботами предусмотрен коммутатор на контакторах.

Шунт Sh в якорной цепи двигателей служит в качестве датчика тока цепи обратной связи регулятора тока, а также схемы защиты от перегрузки.

Особенностью трехфазных мостовых выпрямительных схем является необходимость подачи на управляющие электроды тиристоров двух импульсов, подаваемых через 60 эл. градусов. Это связано с тем, что в мостовой схеме одновременно проводят ток два вентиля: вентиль, к аноду которого прикладывается наибольшее положительное напряжение, и вентиль, к катоду которого прикладывается наибольшее отрицательное напряжение (рис. 4.4). Таким образом, второй импульс обеспечивает неразрывность цепи при коммутации тока. Сдвиг между парами импульсов одной группы составляет 120 эл. градусов, а между парами импульсов одной фазы разных групп 180 эл. градусов.

Нумерация тиристоров на рис. 4.4 соответствует очередности их включения в процессе работы.

Пульсации выходного напряжения преобразователя в 6 раз превышают частоту сети, что обеспечивает высокий коэффициент использования двигателя, равный 98%, и создает благоприятные условия для поддержания непрерывного тока без дополнительных сглаживающих элементов в силовой схеме.

Регулятор скорости (рис. 4.5) представляет собой пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор и выполнен на трех операционных усилителях с раздельной регулировкой коэффициента пропорционального усиления и времени интегрирования.

Первый каскад на операционном усилителе (ОУ) D45 осуществляет пропорциональное усиление, второй каскад на ОУ D46 — регулирование времени интегрирования, и третий каскад на ОУ D47 — суммирование ошибки и ее интеграла, т. е. реализуется уравнение (рис. 4.6)

$$U_{PC} = -K \cdot U_{bx} - \frac{1}{T_i} \int U_{bx} \cdot dt.$$

Предусмотрены «ключи» на встречно включенных полевых транзисторах VT85, VT86, блокирующих регулятор при срабатывании защиты. Он же создает нулевые начальные условия интегрирования при первоначальном включении привода, что исключает возможные при ненулевых условиях броски тока.

В цепи обратной связи по частоте вращения предусмотрено корректирующее звено (С208, R361), позволяющее подстраивать ускорение и уменьшать величину перерегулирования. Параметры RC-цепочки подбираются на заводе-изготовителе для конкретного двигателя, и изменять их не рекомендуется.

Наладочное сопротивление R342 позволяет сделать регулятор пропорциональным, что весьма полезно при первоначальном пуске привода.

Предусмотрено два входа для задающего сигнала $U_{зад}$ — прямой и дифференциальный. Переключение осуществляется перемычками M11, M12 и M13.

Назначение регулировочных потенциометров следующее:

RP17 — симметрирование задающего напряжения при использовании дифферен-

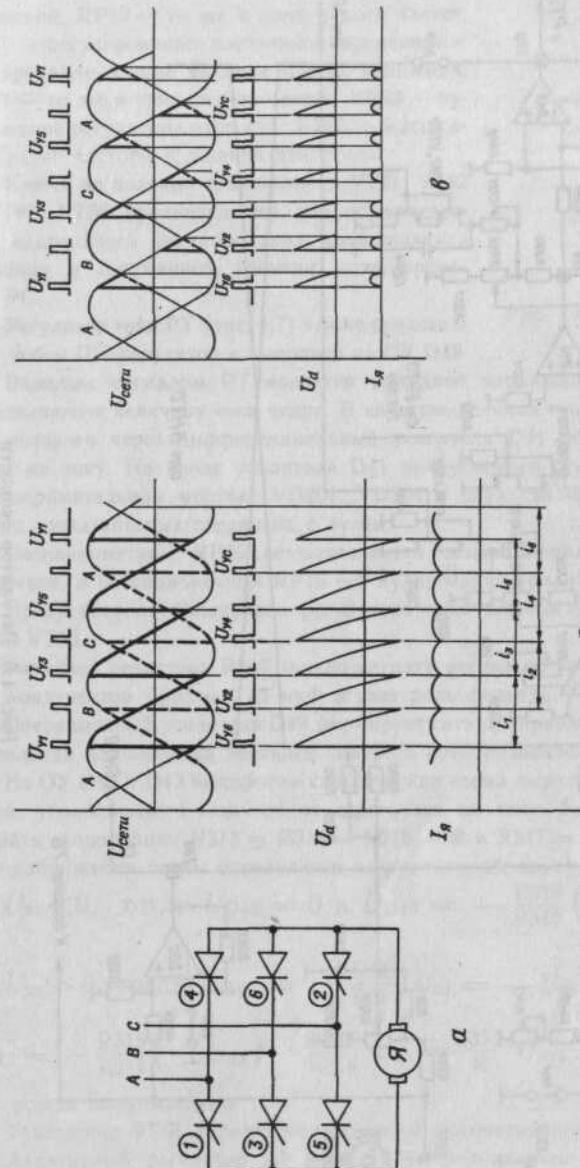


Рис. 4.4. Фазировка управляемых импульсов:
силовая схема (a); диаграмма подачи импульсов по фазам при непрерывном (b) и прерывистом (a) токе

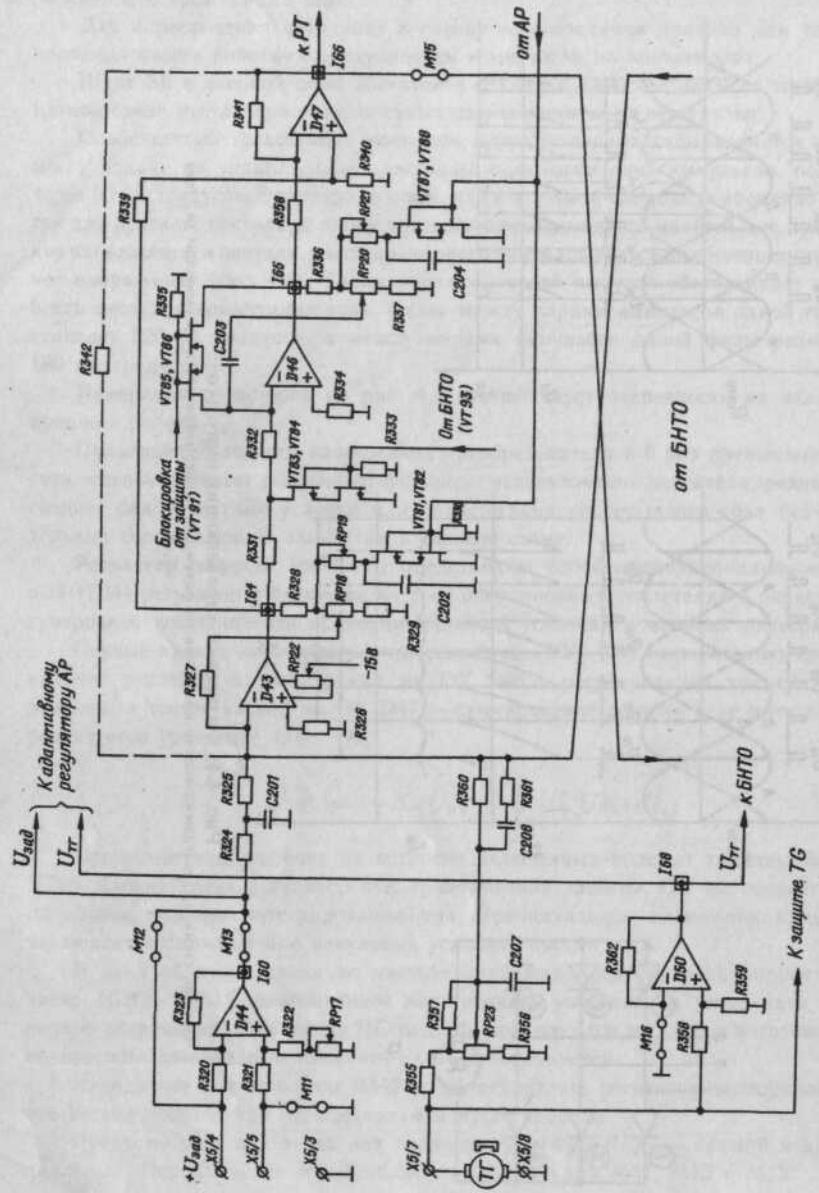


Рис. 4.5. Регулятор скорости

циального входа; RP18 — регулирование пропорционального усиления в зоне высоких частот вращения; RP19 — то же в зоне низких частот; RP20 — регулирование постоянной времени интегрирования в зоне высоких частот вращения; RP21 — то же в зоне низких частот; RP22 — нулирование регулятора скорости; RP23 — масштабирование частоты вращения двигателя.

Ключи на полевых транзисторах VT81, VT82 и VT87, VT88 предназначены для осуществления адаптивного регулирования коэффициента усиления и постоянной времени интегрирования РС.

Регулятор тока РТ (рис. 4.7) также представляет собой ПИ-регулятор и выполнен на ОУ D48.

Входным сигналом РТ является выходное напряжение регулятора скорости, определяющее величину тока якоря. В качестве датчика тока применен шунт Sh, сигнал которого через дифференциальный усилитель D41 подается в цепь обратной связи по току. На входе усилителя D41 предусмотрен ограничитель, выполненный на выпрямительном мостике VD201...VD204 и двух стабилитронах VD205, VD206, общая точка которых соединена с нулем.

Потенциометром RP15 осуществляется симметрирование дифференциального усилителя, а потенциометром RP16 его нулирование (балансировка).

Предусмотрена блокировка регулятора тока ключом на полевых транзисторах VT89, VT90.

Запайкой резистора R347 можно сделать регулятор пропорциональным.

Конденсатор C205 = 0,33 мкФ играет роль фильтра.

Операционный усилитель D49 формирует сигнал управления логикой раздельного управления комплектами вентиляй силового преобразователя.

На ОУ D42 и D43 выполнена классическая схема выделения сигнала модуля тока якоря, управляющего защитой от перегрузки по току. Если величины резисторов выбрать в пропорции $R_{313} = R_{315} = R_{316} = R$ и $R_{317} = R/2$, то величина выходного напряжения схемы определится следующим образом:

$$a) \quad U_{bx} < 0, \text{ тогда } U_{D42} = 0 \text{ и } U_{D43} = -\frac{R_{319}}{R_{316}}(-U_{bx}) = \frac{R_{319}}{R} U_{bx};$$

$$b) \quad U_{bx} > 0, \text{ тогда } U_{D42} = -\frac{R_{315}}{R_{313}} U_{bx} = -U_{bx} \text{ и}$$

$$U_{D43} = -\frac{R_{319}}{R_{317}}(-U_{bx}) - \frac{R_{319}}{R_{316}} U_{bx} = \frac{R_{319}}{R} U_{bx},$$

т. е. всегда положительно.

Транзистор VT91 управляетя от схемы включения привода.

Адаптивный регулятор AP (рис. 4.8) предназначен для изменения коэффициента усиления и постоянной времени интегрирования регулятора скорости в функции частоты вращения.

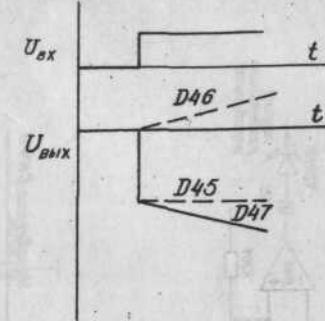


Рис. 4.6. Реакция РС на скачок

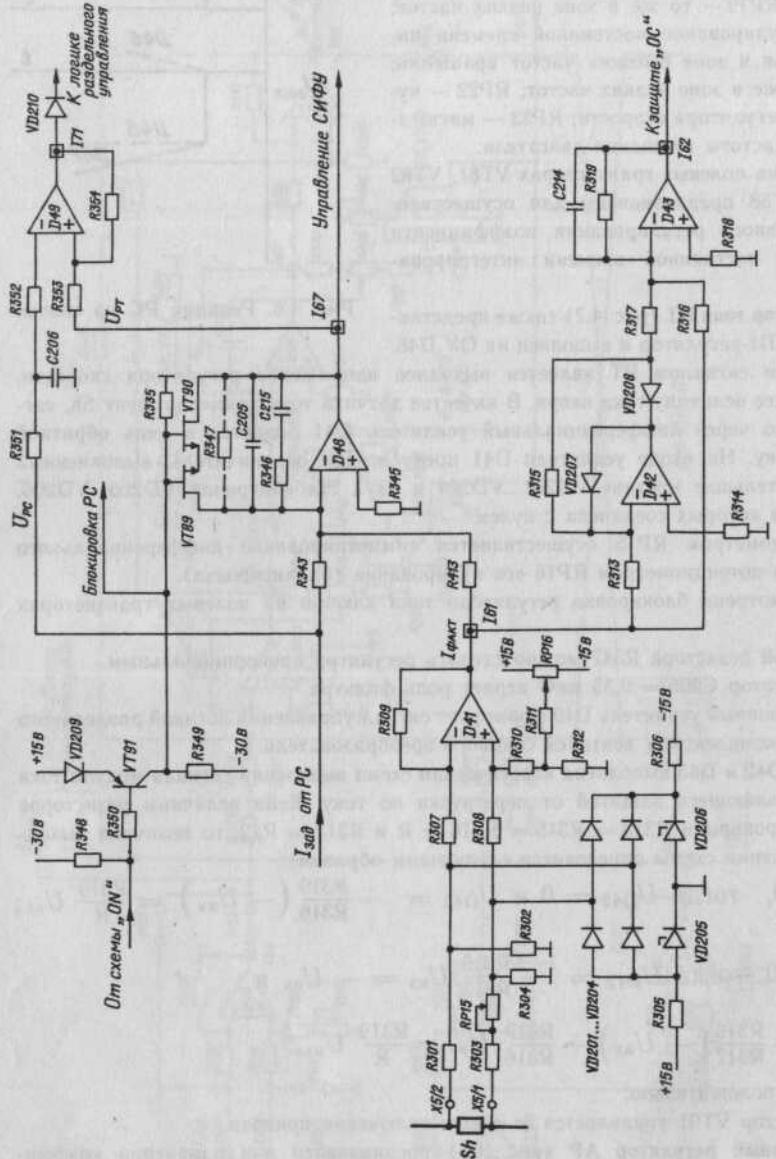


Рис. 4.7. Регулятор тока

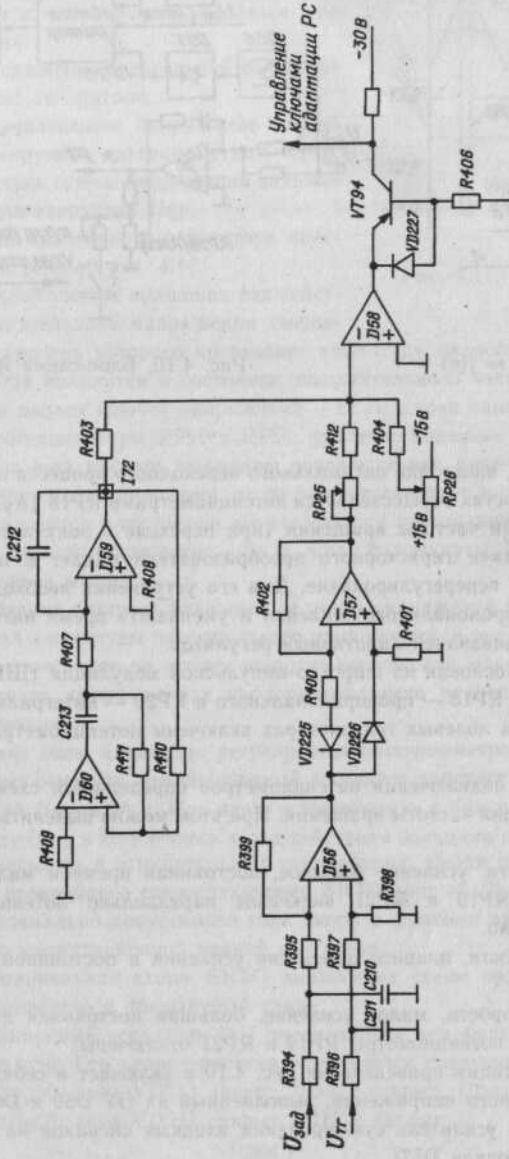


Рис. 4.8. Адаптивный регулятор

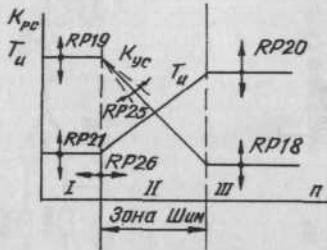


Рис. 4.9. Зависимости $K_{pc} = f(n)$
и $T_u = f(n)$

Как уже было сказано, настройка оптимального переходного процесса по частоте вращения на высоких скоростях осуществляется потенциометрами RP18 (K_{yc}) и RP20 (T_u). Однако при снижении частоты вращения (при переходе в зону прерывистых токов) коэффициент передачи тиристорного преобразователя падает и на кривой скорости вновь появляется перерегулирование. Для его устранения необходимо увеличить коэффициент пропорционального усиления и уменьшить время интегрирования. Для этой цели и предназначен адаптивный регулятор.

Принцип действия АР основан на широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Параллельно потенциометрам RP18 — пропорционального и RP20 — интегрального усилителей РС через ключи на полевых транзисторах включены потенциометры RP19 и RP21 соответственно.

Время параллельного подключения потенциометров определяется схемой адаптивного регулятора в функции частоты вращения. При этом можно выделить три зоны (рис. 4.9).

I зона. Малые скорости, усиление большое, постоянная времени малая, ключ замкнут, потенциометры RP19 и RP21 включены параллельно потенциометрам RP18 и RP20 соответственно.

II зона. Средние скорости, плавное изменение усиления и постоянной времени, работает ШИМ.

III зона. Большие скорости, малое усиление, большая постоянная интегрирования, ключи разомкнуты, потенциометры RP19 и RP21 отключены.

Блок-схема узла адаптации приведена на рис. 4.10 и включает в себя:

- генератор треугольного напряжения, выполненный на ОУ D59 и D60;
- дифференциальный усилитель суммирования входных сигналов на ОУ D56;
- схему выделения модуля D57;
- компаратор D58;
- преобразователь уровня напряжения на транзисторе VT94;

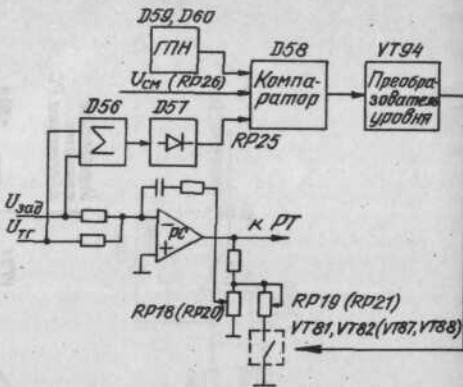


Рис. 4.10. Блок-схема АР

— ключи на полевых транзисторах VT81, VT82 (КРС) и VT87, VT88 (Ти).

На вход компаратора подается три напряжения:

1. Напряжение треугольной формы от автономного генератора.
2. Отрицательное напряжение смещения, регулируемое потенциометром RP26.
3. Модуль суммы напряжений задания $U_{зад}$ и тахогенератора $U_{ТГ}$.

Работа адаптивного регулятора поясняется диаграммой рис. 4.11.

На малой частоте вращения под действием отрицательного напряжения смещения $U_{см}$, уровень которого превышает амплитуду пилообразного напряжения, компаратор D58 находится в состоянии положительного насыщения. Транзистор VT94 открыт, на входах ключей напряжение +12 В, ключи замкнуты, подключены параллельные потенциометры RP19 и RP21, усиление большое.

На большой частоте вращения положительное напряжение с выхода ОУ D57 больше напряжения смещения, их разница превышает амплитуду «пильы». Компаратор D58 находится в состоянии отрицательного насыщения, транзистор VT94 закрыт, на входах ключей напряжение -24 В, и они разомкнуты. Параллельные цепи отключены, усиление малое.

На средних частотах вращения разница напряжений ОУ D57 и $U_{см}$ соизмерима с величиной амплитуды пилообразного напряжения, в результате переключение компаратора происходит по закону широтно-импульсной модуляции, обеспечивая плавное изменение коэффициента пропорционального усиления и постоянной времени интегрирования.

Ширина зоны адаптации регулируется потенциометром RP25.

Следует отметить, что адаптивный регулятор работает только при соизмеримости напряжений $U_{зад}$ и $U_{ТГ}$. При пуске и торможении с большой частоты вращения разница между $U_{зад}$ и $U_{ТГ}$ велика, и под действием большого напряжения U_{D57} компаратор D58 насыщен в отрицательном направлении, ключи разомкнуты.

Блок нелинейного токоограничения БНТО (рис. 4.12) предназначен для ограничения максимально допустимого тока якоря в функции частоты вращения и в соответствии с коммутационной кривой двигателя.

Принципиальная схема БНТО аналогична схеме привода «Кемток», описание которой приведено в предыдущей главе.

Операционный усилитель D51 предназначен для выделения модуля напряжения тахогенератора. Его характеристика описывается следующими уравнениями:

- а) $U_{ТГ}>0$; диод VD211 заперт, VD212 открыт; $U_{D51}=+U_{ТГ}$;
- б) $U_{ТГ}<0$; диод VD211 открыт, VD212 закрыт;

$$U_{D51} = -\frac{R_{364}}{R_{363}}(-U_{ТГ}) = +U_{ТГ}.$$

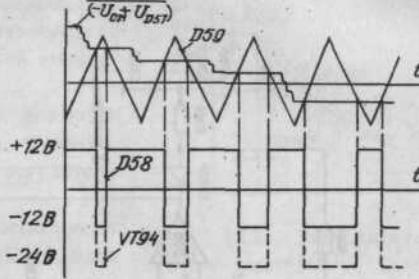


Рис. 4.11. Диаграмма работы АР

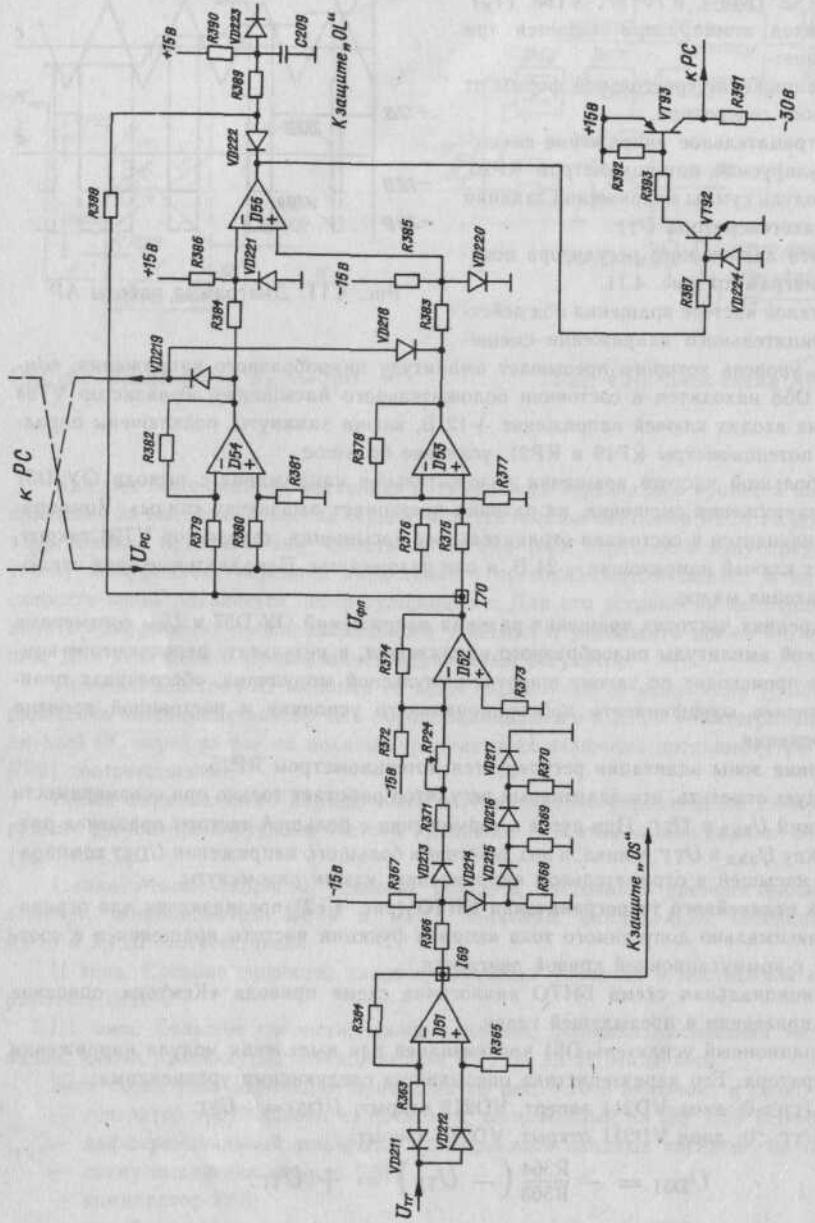


Рис. 4.12. Блок нелинейного токоограничения

Операционный усилитель D52 — функциональный преобразователь ($\Phi\pi$), он формирует зависимость $U_{\Phi\pi} = f(n)$, близкую к коммутационной кривой высокомоментного двигателя (рис. 4.13).

Операционные усилители D54 и D53 являются компараторами, сравнивающими напряжение функционального преобразователя D52 и напряжение регулятора скорости D47.

Если $U_{PC} < U_{\Phi\Pi}$, то выходы компараторов имеют полярность, запирающую диоды VD219 и VD218, блок токоограничения не работает. Действительно, в этом случае задание на ток (U_{PC}) меньше допустимой величины ($U_{\Phi\Pi}$) и ограничивать его не требуется.

Если $U_{PC} > U_{ФП}$, то в зависимости от направления вращения открывается один из диодов — VD19 или VD218, вход регулятора скорости шунтируется, ограничивая задание на ток на уровне величины, определяемой $U_{ФП}$, т. е. в соответствии с коммутационной кривой двигателя.

Операционный усилитель D55 и конденсатор C209 предназначены для запуска схемы защиты от длительной перегрузки по току OL. Если токоограничение работает дольше времени заряда конденсатора C209 до уровня, определяющего порог срабатывания защиты, то срабатывает триггер защиты OL и привод блокируется.

Схема на транзисторах VT92 и VT93 предназначена для блокировки входа интегрирующего усилителя РС при работе токоограничения, при этом включается ключ на полевых транзисторах VT83 и VT84.

Система импульсно-фазового управления СИФУ (рис. 4.14) предназначена для формирования и синхронизации подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры.

СИФУ выполнено по вертикальному принципу и включает в себя три одинаковых канала для каждой из фаз питающей цепи.

Напряжение синхронизации $UR(US, UT)$, находящееся в фазе с силовым питанием, подается на каналы СИФУ со вторичных обмоток трансформаторов. Это напряжение фазосдвигающей цепочкой RPI, R51, C51 задерживается приблизительно на 33 эл. градуса (1.8 мс) и подается на компараторы D11 и D12.

Примечание. Здесь и далее рассматривается канал фазы В.

На выходах компараторов формируются взаимонеинверсные прямоугольные напряжения, однако их фронты сдвинуты за счет подачи напряжений смещения с резисторов R112, R113 и потенциометра RP7.

Схема совпадения на диодах VD51 и VD52 формирует короткий отрицательный импульс, запускающий ждущий генератор пилообразного напряжения, выполненный на ОУ D13 и транзисторе VT11. Амплитуда пилообразного напряжения, имеющая отрицательную полярность, регулируется потенциометром RP2.

На ОУ D14 осуществляется сравнение величины пилообразного напряжения с управляющим, поступающим с выхода усилителя D24.

На инвертирующем входе ОУ D24 осуществляется суммирование следующих сигналов:

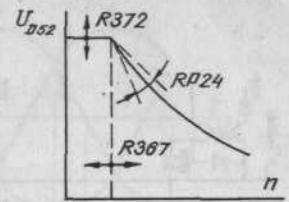


Рис. 4.13. Зависимость $U_{\Phi n} = f(n)$

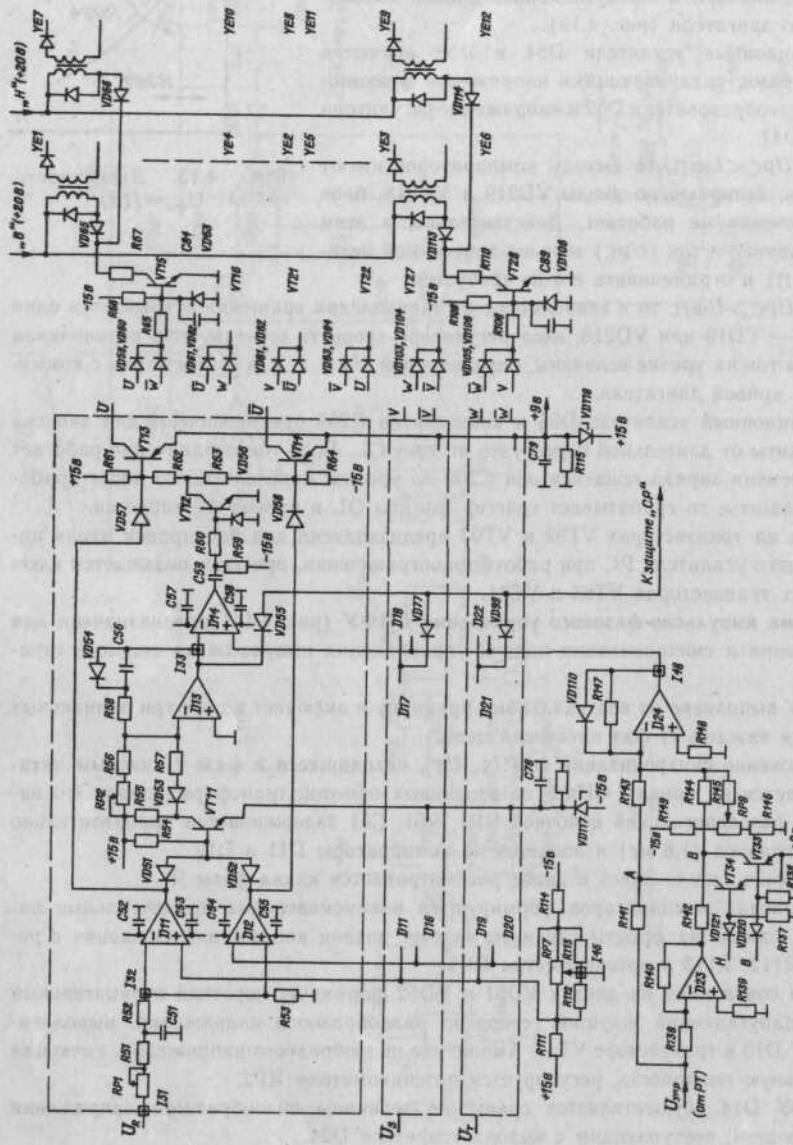


Рис. 4.14. Система импульсно-фазового управления

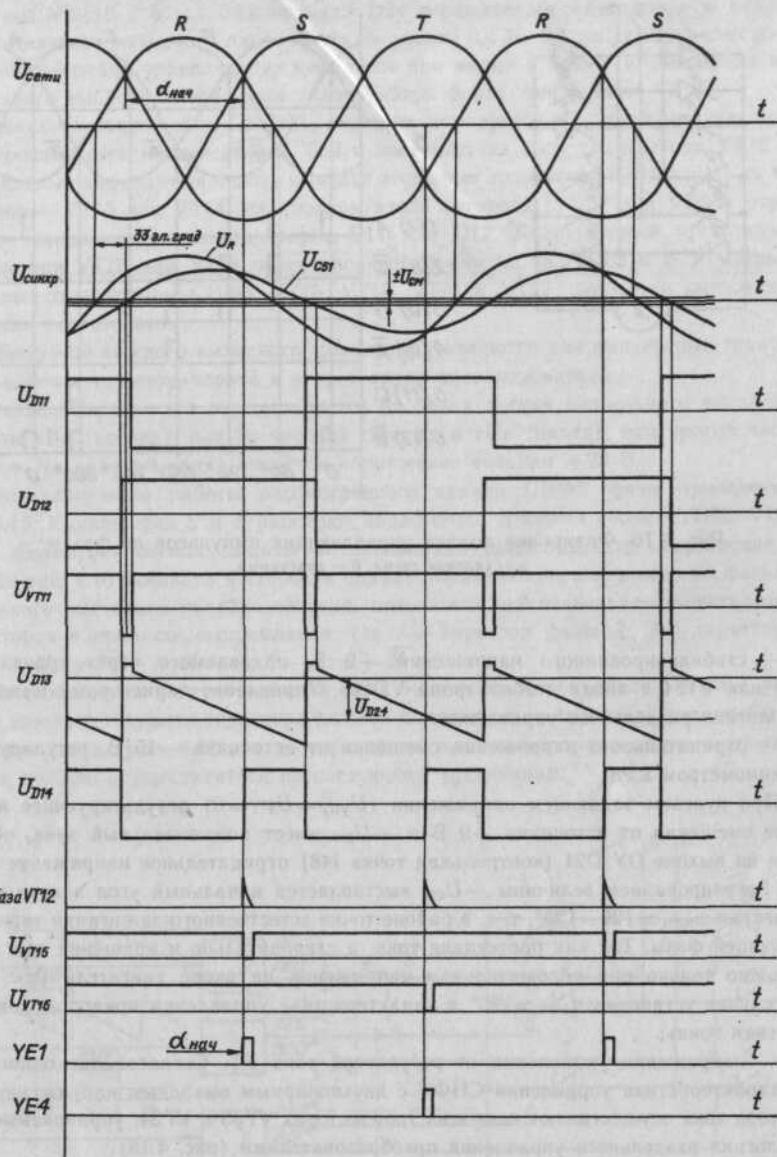


Рис. 4.15. Диаграмма работы канала СИФУ

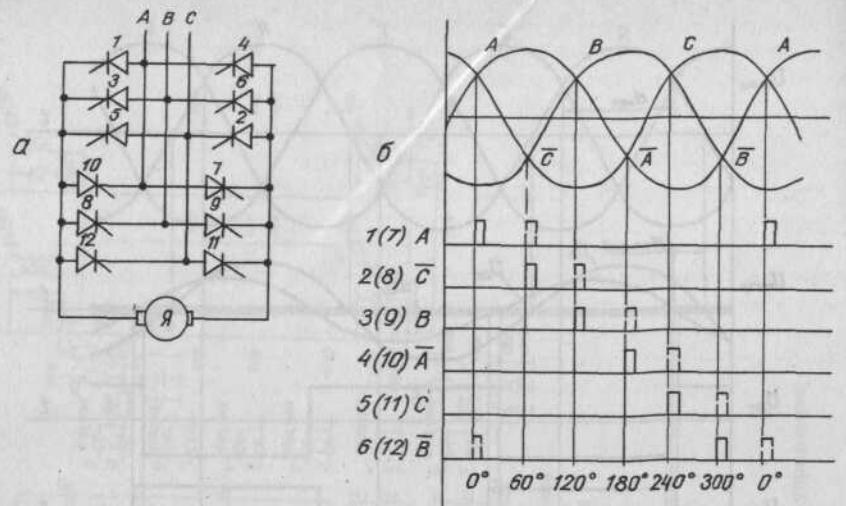


Рис. 4.16. Фазировка подачи управляющих импульсов по фазам:
а — силовая схема, б — диаграмма

- стабилизированного напряжения +9 В, подаваемого через транзисторы VT33 или VT34 с анода стабилитрона VD118. Управление тиристорами выполняет блок логики раздельного управления;
- отрицательного напряжения смещения от источника -15 В, регулируемого потенциометром RP8.

При нулевом задающем напряжении ($U_{\text{упр}} = U_{\text{PT}} = 0$) результирующее напряжение смещения от источника +9 В и $-U_{\text{см}}$ имеет положительный знак, обеспечивая на выходе ОУ D24 (контрольная точка 148) отрицательное напряжение около 6 В. Регулированием величины $-U_{\text{см}}$ выставляется начальный угол запаздывания зажигания $\alpha_{\text{нач}} \approx 120^\circ - 125^\circ$, т. е. в районе точки естественного зажигания тиристора следующей фазы. Так как протекание тока, а следовательно и вращение двигателя, возможно только при положительном напряжении на якоре двигателя ($\alpha < 120^\circ$), то в случае установки $\alpha_{\text{нач}} > 120^\circ$ в характеристике управления приводом появится «мертвая зона»;

— напряжения управления от регулятора тока РТ. Согласование однополярной характеристики управления СИФУ с двухполарным выходным напряжением регулятора тока осуществляют ключи на транзисторах VT33 и VT34, управляемые блоком логики раздельного управления преобразователями (рис. 4.18).

В зависимости от направления вращения напряжение на одном из каналов фиксировано на уровне +9 В (точки А или В). Отрицательное $U_{\text{упр}}$ проходит по прямому каналу через резистор R141, а положительное через инвертор ОУ D23. Таким образом, эта схема одновременно играет роль классического переключателя характеристики.

Диод VD110 в обратной связи ОУ D24 ограничивает максимальную величину положительного выходного напряжения на уровне 0,7 В, что исключает возможность «съезда» генерации управляющих импульсов при малых углах, т. к. амплитуда положительного выброса напряжения пилообразной формы составляет +2 В.

Выходное напряжение ОУ D14, имеющее прямоугольную двухполарную форму, дифференцируется конденсатором C59 и поступает на базу транзистора VT12. Положительный дифференциальный импульс открывает транзистор VT12 и один из транзисторов — VT13 или VT14, на диодном входе которого (VD57 или VD58) отрицательное напряжение с компараторов D11 или D12. Коллекторный ток открытого транзистора VT13 или VT14 через диодные сборки VD58..VD62 и т. д. открывает выходные транзисторы СИФУ VT15, VT16, VT21 и VT22, формируя импульсы управления тиристорами.

Нагрузкой каждого выходного транзистора являются два импульсных трансформатора, соответственно первой и второй групп преобразователя.

Разделение каналов осуществляется от блока логики раздельного управления: сигналы «В» (вперед), или по часовой стрелке, и «Н» (назад), или против часовой стрелки. На рабочий канал подается напряжение питания +20 В.

Оscиллограммы работы рассмотренного канала СИФУ фазы приведены на рис. 4.15. Каналы фаз S и T работают аналогично. Диодная сборка VD55, VD77 и VD99 формирует сигнал защиты от пропадания пилообразного напряжения.

На рис. 4.16 показана фазировка подачи управляющих импульсов по фазам реверсивного мостового преобразователя, основанная на последовательности работы тиристоров в процессе выпрямления, где 1 — тиристор фазы R; 2 — тиристор инверсной фазы \bar{R} ; 3 — S; 4 — \bar{S} ; 5 — T; 6 — \bar{T} .

Для обеспечения неразрывности цепи мостового выпрямителя импульс управления каждого текущего тиристора должен подаваться на тиристор, открытый в предыдущем такте (рис. 4.17), т. е. управление выходными транзисторами усилителя СИФУ должно осуществляться по следующим уравнениям:

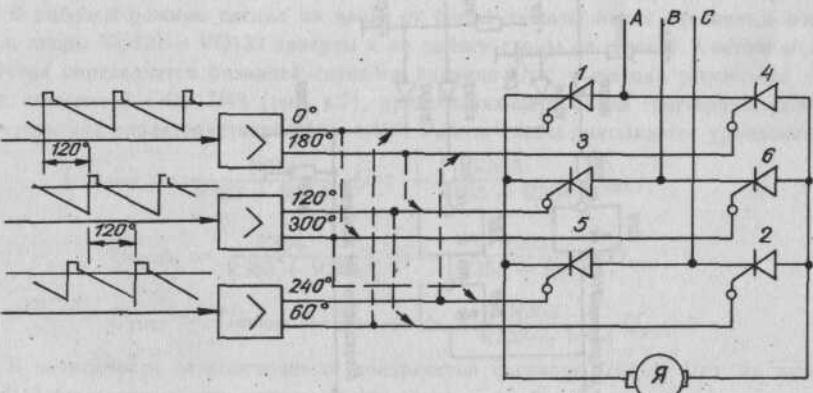


Рис. 4.17. Принцип подачи управляющих импульсов на тиристоры мостовой схемы

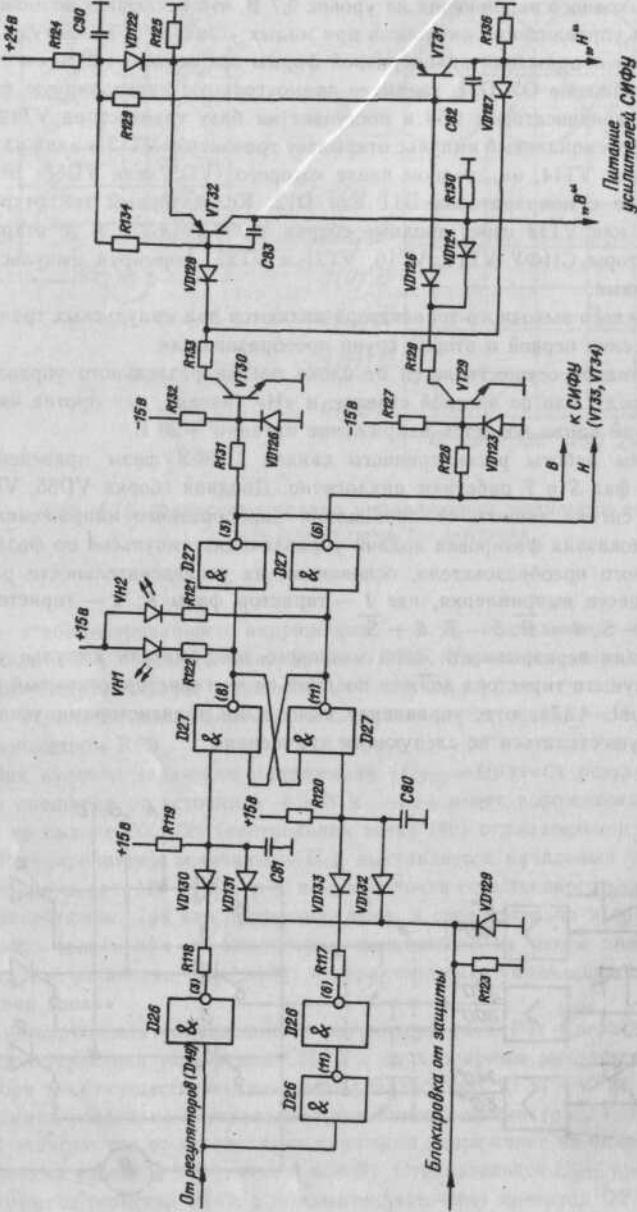


Рис. 4.18. Блок логики

- транзистор VT15 (фаза R) — $U \cdot \bar{W}$,
- * VT16 (фаза R) — $\bar{U} \cdot W$,
- * VT21 (фаза S) — $V \cdot \bar{U}$,
- * VT22 (фаза S) — $\bar{V} \cdot U$,
- * VT27 (фаза T) — $W \cdot \bar{V}$,
- * VT28 (фаза T) — $\bar{W} \cdot V$.

С силовых усилителей управляющие импульсы синхронно подаются на оба преобразователя, т. е. с транзистора VT15 на VS1 и VS7, с транзистора VT16 на VS4 и VS10, с VT21 на VS2 и VS8, с VT22 на VS5 и VS11, с VT27 на VS3 и на VS9, с VT28 на VS6 и VS12. Поскольку мосты VS1...VS6 и VS7...VS12 включены инверсно по отношению к двигателю, то обеспечивается его реверсивное вращение. Переключение каналов осуществляется логика раздельного управления.

Блок логики БЛ (рис. 4.18) предназначен для осуществления логики раздельного управления комплектами тиристоров реверсивного преобразователя, а также выработки сигналов согласования однополярной характеристики СИФУ с реверсивным управляющим сигналом регулятора тока.

При раздельном управлении комплектами одновременно может проводить ток только одна группа тиристоров, импульсы управления другой группы в это время блокируются.

Переключателем комплектов (групп) управляет логическая цепь, ключевым звеном которой является RS-триггер на логических элементах D27(8) и D27(11). Сигналы управления комплектами снимаются с прямого и инверсного выходов триггера, а его переключение выполняется при условии несоответствия полярности заданной величины тока (U_{PC}) и фактической (U_{PT}).

При включении питания или срабатывании защиты триггер БЛ блокирован отрицательным сигналом схемы защиты. На обоих выходах триггера единичные сигналы, следовательно, на инверторах D27(3) и D27(6) — нулевые.

Транзисторы VT29 и VT30 закрыты, следовательно, выходные ключи VT31 и VT32, управляющие усилителями СИФУ, также закрыты, импульсы блокированы.

В рабочем режиме сигнал на входе от блока защиты имеет единичный потенциал, диоды VD131 и VD132 запрещены и на работу схемы не влияют. Состояние RS-триггера определяется разницей сигналов задания U_{PC} и выхода регулятора тока U_{PT} , снимаемой с ОУ D49 (рис. 4.7), представляющего собой триггерную схему с гистерезисной характеристикой (рис. 4.19). Работа схемы описывается уравнениями:

$$U_{\text{опmax}} = \frac{R354}{R353 + R354} U_{PT} + \frac{R353}{R353 + R354} U_{\text{нас}},$$

$$U_{\text{опmin}} = \frac{R354}{R353 + R354} U_{PT} - \frac{R353}{R353 + R354} U_{\text{нас}},$$

$$U_{\text{гист}} = U_{\text{опmax}} - U_{\text{опmin}} = 2 \frac{R353}{R353 + R354} U_{\text{нас}}.$$

В зависимости от соотношения полярностей сигналов U_{PC} и U_{PT} на выходе ОУ D49 формируется положительное или отрицательное напряжение $U_{\text{нас}}$, переключающее триггер логики. Конденсаторы C80 и C81 осуществляют задержку переключателя, обеспечивая бестоковую паузу. При этом импульсы СИФУ одного направле-

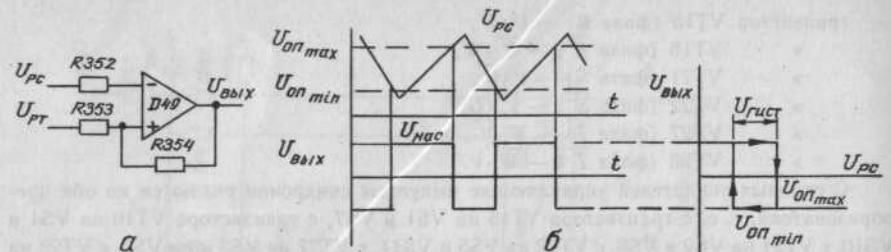


Рис. 4.19. Триггер управления логикой:
а — диаграмма работы; б — гистерезисная характеристика

ния блокируются, второго разрешаются. Транзисторы VT33 и VT34 осуществляют переключение прямого и обратного входов управляющего напряжения СИФУ. Светодиоды VH1 и VH1 индикируют работающий канал.

Система защит преобразователя

В электроприводе «Кемек» предусмотрены следующие виды электронных защит, сигнализации и внешних управляющих сигналов (в большинстве своем они аналогичны электроприводу «Кемток»).

Защита от обрыва цепи обратной связи по частоте вращения TG (Tachogenerator) выполнена на мостовом генераторе Вина (ОУ D31), триггере на ОУ D32 и транзисторе VT51 (рис. 4.20).

При нормальной работе генератор шунтируется низким омическим сопротивлением тахогенератора, колебания отсутствуют, под действием положительного напряжения смещения через резисторы R207 и R208 триггер находится в состоянии отрицательного насыщения, транзистор VT51 заперт.

Если цепь тахогенератора оборвана, то возникают колебания, амплитуда которых превышает $U_{\text{см}}$. Триггер на ОУ D32 переходит в состояние положительного насыщения.

Транзистор VT51 открывается, горит светодиод VH3 (TG), снимается сигнал «Готовность», блокируются СИФУ и регуляторы.

Сброс триггера в исходное положение выполняется выключением и включением тумблера «Деблокировка» или при повторном включении привода.

Общее действие защиты можно исключить, запаяв перемычку M3 и сняв M4.

Сняв перемычку M5, можно исключить действие защиты на снятие сигнала «Готовность» (RD), при работе сигнализации TG. Естественно, что перемычки M3 и M4 должны быть в исходном положении.

Защита от длительной перегрузки привода OL (Overload) выполнена на ОУ D55, конденсаторе C209 (рис. 4.12), триггере на ОУ D33 и транзисторе VT52 (рис. 4.20).

При $U_{\text{PC}} < U_{\text{ФП}}$, т. е. неработающем токоограничении, на выходах ОУ D54 и D53 схемы БНТО отрицательное и положительное напряжения соответственно.

На выходе ОУ D55 отрицательное напряжение — 12 В, до которого заряжается конденсатор C209.

При $U_{\text{PC}} > U_{\text{ФП}}$, т. е. работающем токоограничении, один из ОУ — D54 или D53 (в зависимости от направления вращения) — меняет полярность. Выходное напряжение ОУ D55 становится положительным, диод VD222 закрывается. Конденсатор C209 начинает перезаряжаться от источника положительного напряжения +15 В через резистор R390 и от выхода функционального преобразователя D52 через резистор R388. Если время перегрузки двигателя превысит допустимую установку, то конденсатор C209 успевает зарядиться до напряжения, превышающего напряжение смещения триггера на ОУ D33. Последний переходит в состояние положительного насыщения, открывается транзистор VT52, снимается сигнал «Готовность» привода, горит светодиод VH4 (OL), блокируются регуляторы и СИФУ (рис. 4.21).

Действие защиты на сигнал «Готовность» можно исключить, сняв перемычку M6.

Защита от перегрузки по току ОС (Overcurrent) выполнена по схеме выделения модуля сигнала тока на ОУ D42 и D43 (рис. 4.7), триггере на ОУ D34 и транзисторе VT53 (рис. 4.20).

При нормальной работе, т. е. при $I_{\text{я}} < I_{\text{доп}}$, триггер D34 находится в состоянии отрицательного насыщения. Величина допустимого тока $I_{\text{доп}}$ регулируется потенциометром RP11 в цепи смещения ОУ D34. Фактическая величина тока якоря $I_{\text{я}}$ снимается со схемы выделения модуля.

При $I_{\text{я}} > I_{\text{доп}}$ триггер переходит в состояние положительного насыщения, открывается транзистор VT53, горит светодиод VH5 (ОС), снимается сигнал «Готовность», блокируются регуляторы и СИФУ (рис. 4.22).

Действие защиты можно исключить, сняв перемычку M7, при этом сигнализация работы ОС остается.

Защита от превышения максимальной частоты вращения OS (Overspeed) выполнена по схеме выделения модуля напряжения тахогенератора на ОУ D51 (рис. 4.12), триггере защиты на ОУ D35 и транзисторе VT54 (рис. 4.20).

При $n > n_{\text{max}}$ ОУ D35 находится в состоянии отрицательного насыщения и защита не работает. Величина n_{max} устанавливается потенциометром RP12 в цепи смещения триггера.

При $n > n_{\text{max}}$ выходное напряжение схемы выделения модуля становится больше напряжения смещения и триггер D35 переходит в состояние положительного насыщения, открывая транзистор VT54. Горит светодиод VH6 (OS), снимается сигнал «Готовность», блокируется привод (рис. 4.23).

Действие защиты можно исключить снятием перемычки M8.

Защита от неправильного чередования или обрыва фаз CP (Connecting Protection) выполнена на ОУ D36, транзисторах VT56 и VT57 и конденсаторе C110.

На инвентрирующий вход ОУ D36 подается напряжение со схемы выделения управляющего сигнала защиты НЧФ (рис. 4.24). При нормальной работе напряжение в этой точке равно нулю, так как определяется уравнением $U_A + U_B + U_C = 0$.

На неинвертирующем входе ОУ D36 отрицательное напряжение суммы трех пилообразных напряжений СИФУ. В такой ситуации ОУ D36 находится в состоянии отрицательного насыщения, транзистор VT56 закрыт, конденсатор C110 заряжен, транзистор VT57 также закрыт и защита не работает.

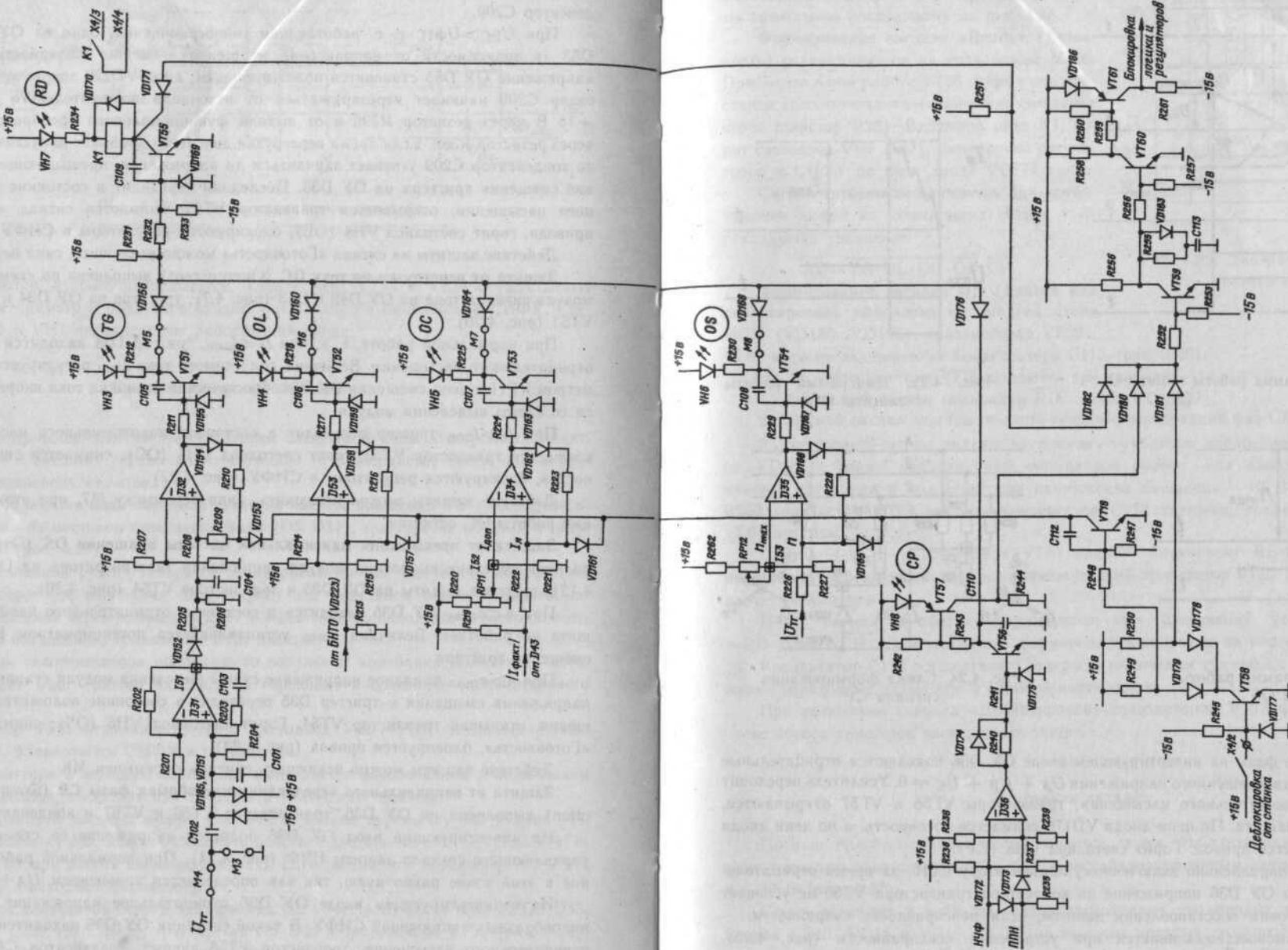


Рис. 4.20. Принципиальная схема электронных защит

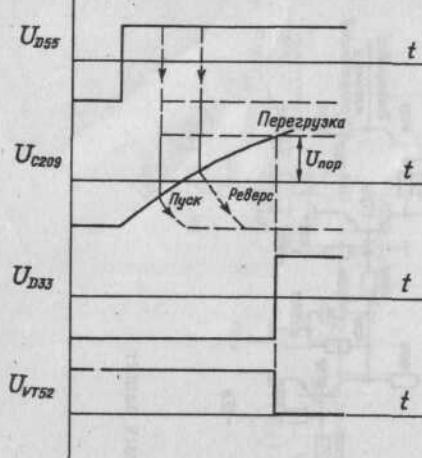


Рис. 4.21. Диаграмма работы защиты OL

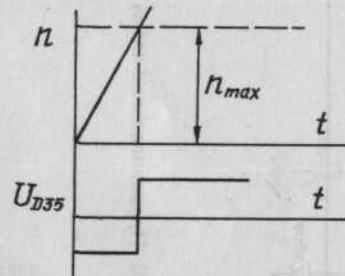


Рис. 4.23. Диаграмма работы защиты OS

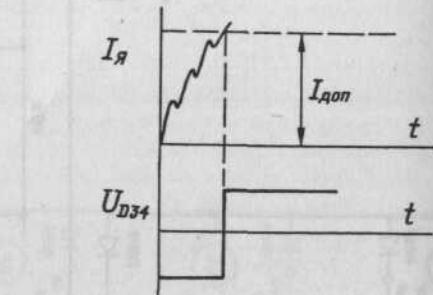


Рис. 4.22. Диаграмма работы защиты OC

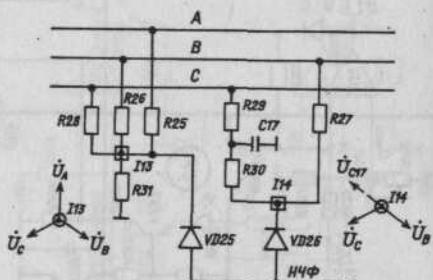


Рис. 4.24. Схема формирования сигнала CP

При обрыве фазы на инвертирующем входе ОУ D36 появляются отрицательные полуволны неуравновешенного напряжения $\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C \neq 0$. Усилитель переходит в состояние положительного насыщения, транзисторы VT56 и VT57 открываются, и срабатывает защита. По цепи диода VD176 снимается готовность, а по цепи диода VD180 блокируется привод. Горит светодиод VH8 (CP).

Благодаря параллельно включенному конденсатору C110, за время отрицательного насыщения ОУ D36 напряжение на коллекторе транзистора VT56 не успевает возрасти до уровня восстановления защиты, если неисправность сохраняется.

Задача самовосстановления является при устранении неисправности (рис. 4.25).

Задача от пропадания пилообразного напряжения выполнена совмещенной с предыдущей задачей CP и срабатывает при пропадании хотя бы одного канала

пилообразного напряжения. Принцип ее работы аналогичен показанному на рис. 4.25.

Формирование сигнала «Ready» (Готовность) осуществляется на транзисторе VT55. При нормальной работе VT55 открыт под действием положительного напряжения смещения через резистор R231. Включено реле K1, горит светодиод VH7 (RD). Блокировка регуляторов и СИФУ по цепи диода VD171 снята.

Сигнал готовности снимается при срабатывании любой из электронных защит, т. е. реализуется уравнение

$$RD = \overline{TG} \cdot \overline{OL} \cdot \overline{OC} \cdot \overline{OS} \cdot CP.$$

Формирование сигнала ON (Работа или деблокировка) выполнено на диодной схеме ИЛИ (VD180...VD182), транзисторах VT59...VT61 и схеме задержки на конденсаторе C113 (рис. 4.26).

На вход транзистора VT59 подаются три сигнала:

1. Инверсный сигнал готовности \overline{RD} (диод VD182).
2. Прямой сигнал защиты от неправильного чередования фаз CP (диод VD180).
3. Инверсный сигнал включения привода тумблером деблокировки ДЕБЛ (диод VD181). Таким образом, при нормальной работе — на анодах всех диодов нулевой потенциал и под действием напряжения смещения — 15 В через резистор R253 транзистор VT53 закрыт. Конденсатор C113 заряжен, транзисторы VT60 и VT61 открыты.

Сигнал +15 В с коллектора VT61 снимает блокировку RS-триггера логики раздельного переключения и через промежуточный транзистор VT91 (рис. 4.7) деблокирует регуляторы.

Итак, сигнал «Работа» формируется при следующих условиях: $ON = RD \cdot DEBL \cdot CP$. Диаграмма его формирования показана на рис. 4.26.

Конденсатор C113 осуществляет задержку включения $\Delta t \approx 0,5$ с на время завершения переходных процессов в силовой части схемы.

При включении сигнала «Деблокировка» транзистором VT18 формируется импульс сброса триггеров электронных защит.

Источники питания

Питание преобразователя осуществляется двумя стабилизированными источниками с выходным напряжением ± 15 В и нестабилизированным напряжением ± 24 В и -30 В (рис. 4.27).

Схема включает в себя два однополупериодных трехфазных выпрямителя на диодах VD13...VD15 и VD16...VD18, на выходах которых получают нестабилизированные напряжения ± 24 В, фильтруемые конденсаторами C7 и C8.

Источник +15 В реализован на интегральном стабилизаторе D1 и транзисторе

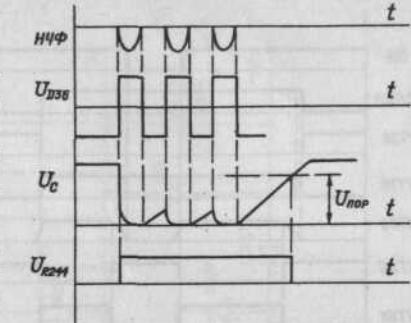


Рис. 4.25. Диаграмма работы защиты CP

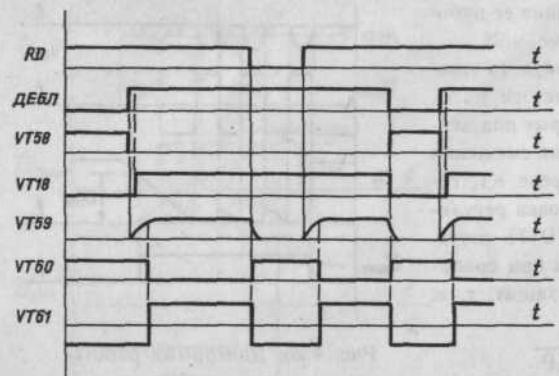


Рис. 4.26. Диаграмма формирования сигнала ON

VT1. Предусмотрена внутренняя защита от перегрузки и короткого замыкания. Точная регулировка выполняется подбором величины сопротивления резистора R13.

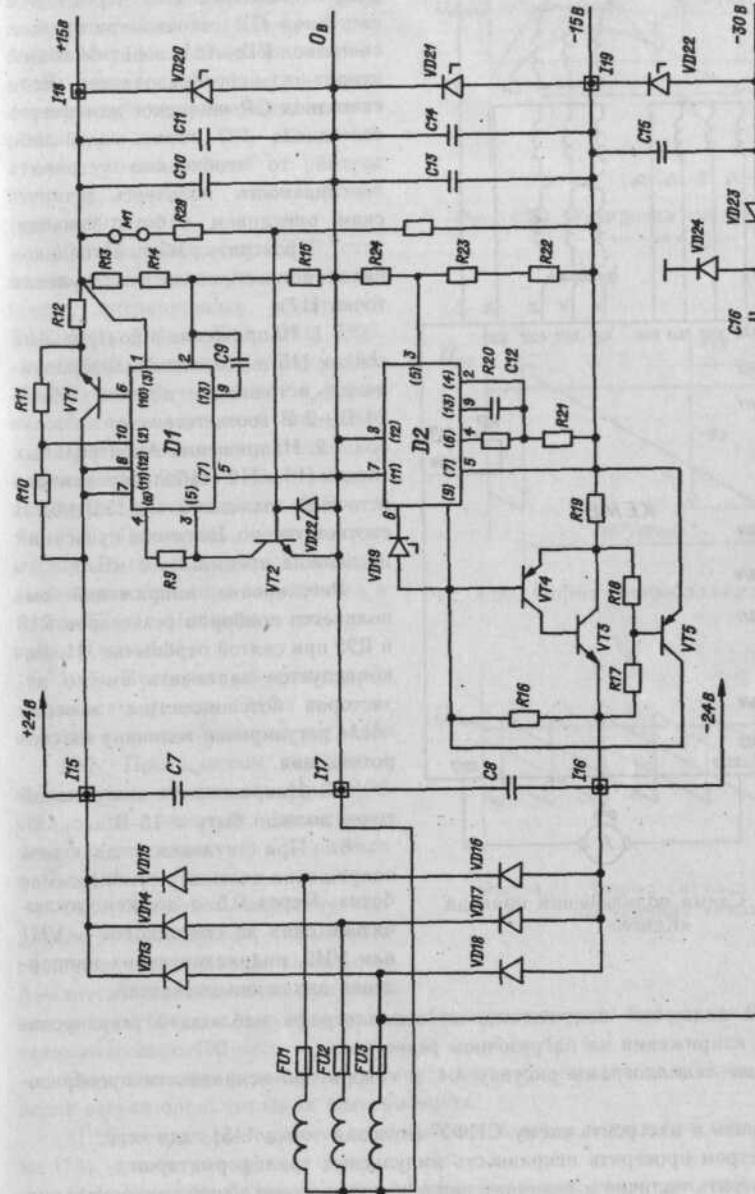
Источник —15 В реализован на интегральном стабилизаторе D2 и составном транзисторе VT3, VT4. Также предусмотрена внутренняя защита от короткого замыкания. Регулировка выходного напряжения осуществляется подбором резистора R23. Стабилитроны VD20 и VD21 в аварийных режимах ограничивают напряжение на выходе до ± 18 В.

Напряжение —30 В формируется при помощи удвоителя напряжения C16, VD24, VD23, C15 и VD22.

Методика наладки привода «Кемек» в регулируемом режиме

При первоначальном вводе привода в эксплуатацию рекомендуется следующая последовательность выполнения работ:

1. Провести внешний осмотр всех компонентов электропривода в соответствии с его комплектностью. При необходимости устранить видимые повреждения.
2. Выполнить монтаж согласно схеме соединений рис. 4.28, подтянуть все крепежные и разъемные соединения.
3. В цепях обратной связи регуляторов скорости и тока запаять наладочные резисторы R342 — 20 кОм и R347 — 51 кОм соответственно. Регуляторы становятся пропорциональными с коэффициентом передачи $K=1$.
4. В цепи задающего напряжения снять перемычку M13 и запаять перемычки M11 и M12. При этом исключается дифференциальный усилитель D44.
5. Отключить двигатель от преобразователя, при необходимости заменив его нагрузочный резистором (100 Ом, 100 Вт).
6. Включить силовое питание и проверить наличие и правильность напряжений на вторичных обмотках силового трансформатора питания якоря ($U \simeq 105$ В) и источника питания ($U \simeq 19 \pm 1$ В).



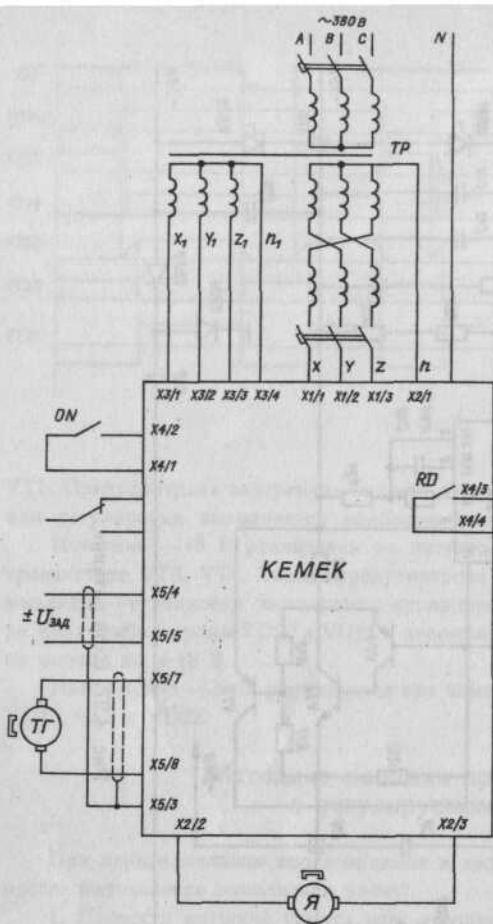


Рис. 4.28. Схема подключения привода «Кемек»

9. Изменяя задающее напряжение, на осциллографе наблюдать регулирование выходного напряжения на нагрузочном резисторе.

Соответствие осциллограмм рисунку 4.4, в говорит об исправности преобразователя.

10. Проверить и настроить схему СИФУ (нулевая точка 145), для чего:

10.1. Омметром проверить исправность импульсных трансформаторов.

10.2. Проверить наличие и величину напряжения питания цепей синхронизации. Напряжения в контрольных точках I31, I34 и I37 должны быть ≈ 20 В.

При включении питания загорается светодиод СР. Через 0,5 с светодиод СР гаснет и загорается светодиод RD, что говорит об общей исправности преобразователя. Если светодиод СР не гаснет или вместо светодиода RD горит какой-либо другой, то необходимо устранить неисправность, пользуясь техническим описанием работы привода.

7. Проверить работу источников питания преобразователя (нулевая точка 117).

7.1. Напряжение в контрольных точках I15 и I16 нестабилизированного источника должно быть $24 \text{ В} \pm 2$ В соответственно.

7.2. Напряжения в контрольных точках I18 и I19 стабилизированного источника должны быть $\pm 15 \text{ В} \pm 0,2$ В соответственно. Величина пульсаций не должна превышать 5 мВ.

Регулировка напряжений выполняется подбором резисторов R13 и R22 при снятой перемычке M1. Рекомендуется запаивать вместо резисторов потенциометры, замерив после регулировки величину их сопротивления.

7.3. Напряжение в контрольной точке должно быть -15 В.

8. При нулевом задающем напряжении включить тумблер «Работа». Через 0,5 с должен отключиться один из светодиодов — VH1 или VH2, индикаторящих направление вращения двигателя.

10.3. Потенциометрами RP1, RP3 и RP5 установить сдвиг по фазе между напряжениями в контрольных точках I31, I34 и I37 (вторичные обмотки синхронизирующего трансформатора) и напряжениями в контрольных точках I32, I35, I38 (входы компараторов) равным 32,4 эл. градуса, или 1,8 мс (рис. 4.29).

10.4. Потенциометром RP7 установить равенство напряжений смещения операционных усилителей D11, D15, D19 и D12, D16, D20.

10.5. В контрольных точках I33, I36, I39 проверить наличие и форму пилообразных напряжений (рис. 4.30).

При необходимости потенциометрами RP2, RP4 и RP6 установить амплитуды пил равными -9 В.

10.6. Проверить наличие суммарного сигнала защиты от пропадания пилообразного напряжения в точке XT4/1. Наблюдать осциллограмму рис. 4.31.

10.7. Проверить функционирование всего тракта СИФУ в соответствии с осциллограммами рис. 4.15.

10.8. При нулевом задающем напряжении потенциометром RP8 установить значение начального угла регулирования равным $\alpha_{\text{нач}} \approx 120$ эл. градусам.

10.9. Изменяя величину задающего напряжения, наблюдать смещение управляющих импульсов. Амплитуда управляющего импульса в первичной обмотке импульсного трансформатора должна быть около 20 В, а его длительность около 100 мс.

Если смещения управляющих импульсов не происходит, то следует перейти к проверке регуляторов, устранив неисправность.

11. Проверить и настроить тракт обратной связи регулятора тока (нулевая точка 173), для чего:

11.1. Провести балансировку дифференциального усилителя тока якоря, выполненного на ОУ D41.

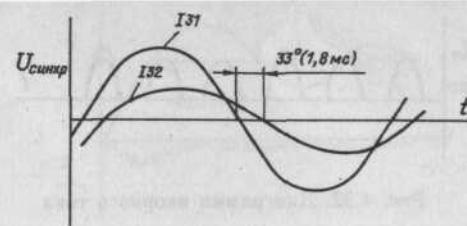


Рис. 4.29. Фазировка синхронизирующего напряжения

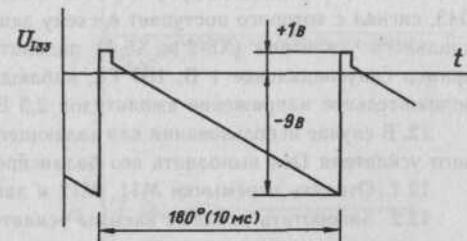


Рис. 4.30. Форма пилообразного напряжения

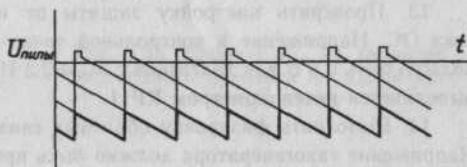


Рис. 4.31. Форма сигнала защиты от пропадания «пилы»

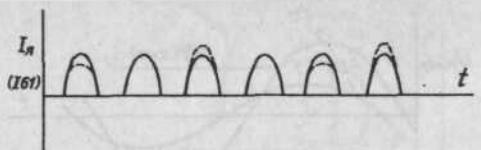


Рис. 4.32. Диаграмма якорного тока

11.1.1. Закоротить входные клеммы усилителя X5/2 и X5/1 на массу.

11.1.2. Потенциометром RP16 установить нулевое напряжение на выходе ОУ D41 (контрольная точка I61).

11.1.3. Закоротить входные клеммы усилителя между собой и подать в эту точку относительно массы

синусоидальное напряжение амплитудой 1 В и частотой 100 Гц.

11.1.4. Потенциометром RP15 установить на выходе ОУ D41 нулевое напряжение (≤ 1 мВ).

11.2. Проверить работу усилителя модуля тока, выполненного на ОУ D42 и D43, сигнал с которого поступает в схему защиты ОС, для чего на входы дифференциального усилителя (X5-2 и X5-1) подавать напряжения разной полярности, например синусоидальное 1 В, 100 Гц, наблюдая на выходе в контрольной точке I62 положительное напряжение амплитудой 2,5 В ($K_{yc} = 2,5$).

12. В случае использования для задающего напряжения привода дифференциального усилителя D44 выполнить его балансировку, для чего:

12.1. Отпаять перемычки M11, M12 и запаять перемычку M13.

12.2. Закоротить входные клеммы усилителя X5-4 и X5-5 между собой и подать в эту точку относительно массы синусоидальное напряжение амплитудой 1 В и частотой 100 Гц.

12.3. Потенциометром RP17 установить на выходе усилителя (контрольная точка I60) напряжение $0 \text{ В} \pm 0,3 \text{ В}$.

13. Проверить настройку защиты от превышения максимально допустимого тока ОС. Напряжение в контрольной точке I52 на инвертирующем входе ОУ D34 должно быть 0,8 В для двигателя с $M_h = 2,3 \text{ Нм}$ и 1,6 В для $M_h = 4,7 \text{ Нм}$. Регулировка выполняется потенциометром RP11.

14. Выполнить фазировку обратных связей по частоте вращения и току якоря. Напряжение тахогенератора должно быть противоположного знака с задающим напряжением, а напряжение датчика тока одинакового знака, т. к. регулятор скорости инвертирует входной сигнал.

Методы фазировки подробно рассмотрены в гл. 3.

15. Проверить и отрегулировать форму тока в контрольной точке I61, подав не-

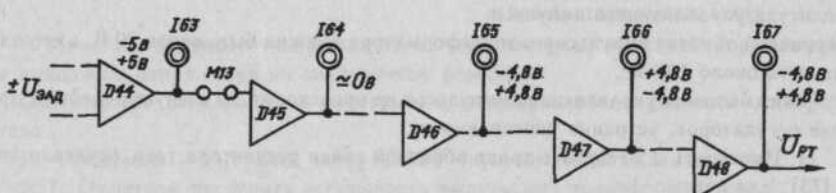


Рис. 4.33. Проверка напряжений в контрольных точках РС и РТ

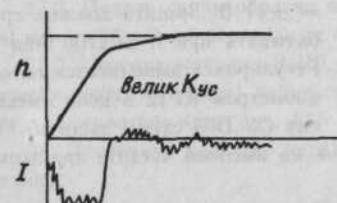
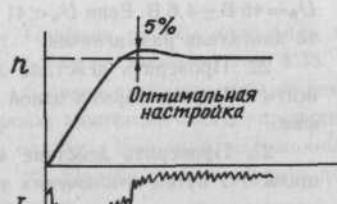
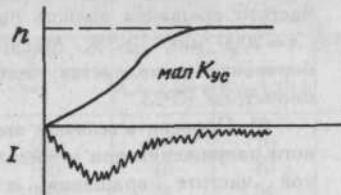


Рис. 4.34. Влияние K_{yc} на характер переходного процесса на высокой частоте вращения

большое задающее напряжение $U_{зад} = (1 \dots 2)$ В. Потенциометрами RP2, RP4 и RP6 схемы СИФУ установить одинаковые амплитуды импульсов тока (рис. 4.32).

16. Осуществить плавный разгон и торможение привода до максимальной скорости, убедиться в его работоспособности.

17. Отпаять наладочные резисторы R342 и R347.

18. При нулевом задающем напряжении потенциометром RP22 осуществить нулирование привода.

19. Проверить функционирование регуляторов скорости и тока:

19.1. Деблокировать привод.

19.2. Подать задающее напряжение такой величины, чтобы на выходе ОУ D44 было напряжение около 5 В.

19.3. Замерить напряжение в контрольных точках I64, I65, I66, I67, которые должны соответствовать величинам, указанным на рис. 4.33.

20. Проверить уставку максимальной частоты вращения. При $U_{зад} = \pm 10$ В

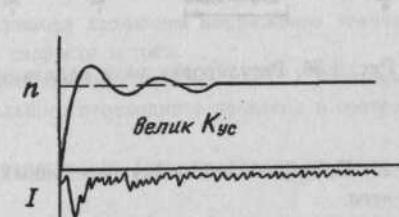
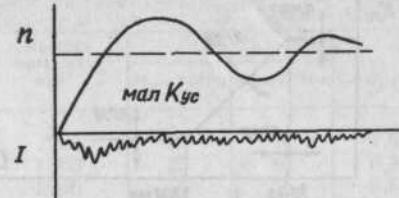


Рис. 4.35. Влияние K_{yc} на характер переходного процесса на малой частоте вращения

Таблица 4.1

Частота вращения, мин ⁻¹	Ток, А		U, В	Частота вращения, мин ⁻¹	Ток, А		U, В
	M _н = 2,3Н·м	M _н = 4,7Н·м			M _н = 2,3Н·м	M _н = 4,7Н·м	
500	40	70	11	1200	27	48	7,5
700	40	70	11	1500	23	40	6,3
1000	31	54	8,5	2000	20	36	5,5

Принцип работы адаптации и влияния регулировочных потенциометров на ее настройку показаны на рис. 4.35.

В связи с взаимным влиянием потенциометров RP25 и RP26 друг на друга настройку адаптации следует проводить методом последовательного приближения, трижды повторив операции, изложенные в пункте 26.

27. Проверить и настроить переходные процессы на низкой частоте вращения, для чего:

27.1. Подключить двухлучевой осциллограф к тахогенератору и дифференциальному усилителю тока.

27.2. Подать скачкообразно на вход привода задающее напряжение величиной 150 мВ и наблюдать переходные процессы скорости и тока.

27.3. Потенциометрами RP19 (пропорциональное усиление) и RP21 (постоянная времени интегрирования) добиться оптимального переходного процесса в соответствии с осциллограммами рис. 4.36.

28. Проверить характер переходных процессов во всем диапазоне частоты вращения.

29. Регулятор тока и схема токоограничения настраиваются на заводе-изготовителе для конкретного двигателя и типового момента инерции нагрузки и в условиях эксплуатации, как правило, изменению не подлежат. При значительных отклонениях в токовой диаграмме от рис. 4.37 следует проверить кривую токоограничения.

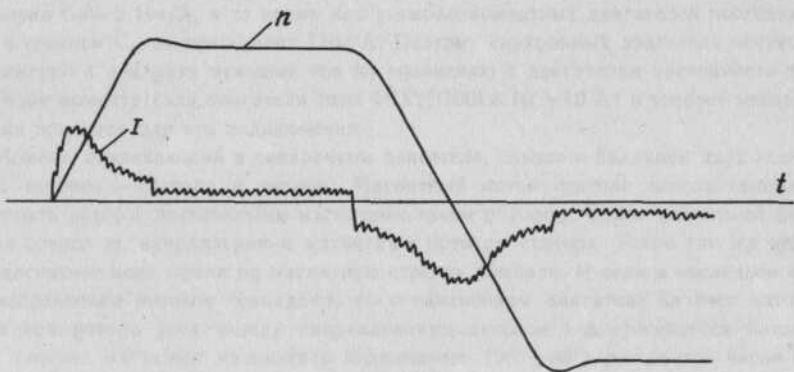


Рис. 4.37. Переходный процесс при пуске и реверсе

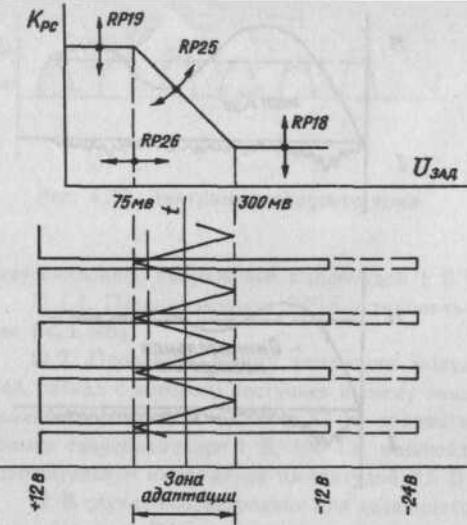


Рис. 4.36. Регулировки узла адаптации

25. Проверить настройку переходных процессов на высокой частоте вращения, для чего:

25.1. Подключить двухлучевой осциллограф с запоминанием к тахогенератору (клеща X5/7) и дифференциальному усилителю тока (контрольная точка I61).

25.2. Подать скачкообразное задающее напряжение величиной 5 В на вход преобразователя и наблюдать переходные процессы скорости и тока.

25.3. Потенциометрами RP18 (регулирование пропорционального усиления регулятора скорости) и RP20 (регулирование постоянной времени интегрирования) добиться оптимального переходного процесса, т. е. процесса апериодического характера с перерегулированием не более 5%. При этом следует руководствоваться осциллограммами рис. 4.34, показывающими влияние K_{ус} и T_и на характер переходного процесса.

26. Проверить и настроить зону работы адаптивного регулятора;

26.1. В контрольной точке I72 наблюдать генерацию треугольного двухполюрного напряжения амплитудой $4,8 \pm 1$ В и частотой $10 \text{ кГц} \pm 2 \text{ кГц}$.

26.2. Установить задающее напряжение, равное $U_{\text{зад}} = 75 \text{ мВ}$.

26.3. Наблюдая осциллографом напряжение на выходе ОУ D58, потенциометром RP26 добиться перехода прямоугольного напряжения в положительный уровень $+12 \text{ В}$.

26.4. Установить задающее напряжение равным 300 мВ.

26.5. Потенциометром RP25 добиться перехода прямоугольного напряжения в отрицательный уровень -12 В (или -24 В на коллекторе транзистора VT94).

ния, формируемую функциональным преобразователем D52, которая должна соответствовать табл. 4.1.

Допустимые отклонения — не более $\pm 20\%$.

Регулировка выполняется потенциометром RP24 и подбором резистора R372.

30. Проверить действие защиты OL, выполнив несколько реверсов на максимальной частоте вращения.

На этом проверку привода следует считать законченной. Естественно, приведенная здесь последовательность работ может трансформироваться в зависимости от состояния привода, а также конкретного опыта наладчика.

ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ЭПБ1

Физические основы регулирования момента и скорости в вентильном электроприводе ЭПБ1

Синхронный двигатель. Вентильный электропривод ЭПБ выполнен на базе трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе, основное преимущество которого по сравнению с двигателем постоянного тока заключается в отсутствии коллектора. Это практически исключает профилактический уход за двигателем в процессе эксплуатации и повышает его надежность. Кроме того, отсутствие коллектора позволяет питать двигатель от источника энергии с высоким напряжением (в данном случае 520 В постоянного тока), то есть производить бестрансформаторное подключение силовой части электропривода к сети 380 В. В результате этого экономится силовой понижающий трансформатор, всегда имеющийся в электроприводах постоянного тока с высокомоментными двигателями.

Постоянная момента C_m синхронного двигателя с постоянными магнитами примерно в два раза больше по сравнению с высокомоментным двигателем постоянного тока. Например, для двигателя типа 4CX2П100L8 с номинальным моментом 21 Нм она равна $C_m = 2 \text{ Нм}/\text{A}$, в то время как у высокомоментных двигателей постоянного тока в среднем C_m не превышает $1 \text{ Нм}/\text{A}$. Поэтому синхронный двигатель потребляет примерно в два раза меньший ток по сравнению с двигателем постоянного тока такого же момента (для двигателя типа 4CX2П100L8 $I_H \approx 10 \text{ A}$) и требует меньшего сечения проводов для его подключения.

Момент, возникающий в синхронном двигателе, связан с наличием двух независимых потоков — статора и ротора. Магнитный поток статора всегда стремится развернуть ротор с постоянными магнитами таким образом, чтобы магнитный поток ротора совпал по направлению с магнитным потоком статора. Точно так же действует магнитное поле Земли на магнитную стрелку компаса. И если в последнем случае направления потоков совпадают, то в синхронном двигателе за счет датчика положения ротора угол между направлениями потоков поддерживается близким к 90° (точнее, он может находиться в диапазоне $(90^\circ \pm 30^\circ)/p$, где p — число пар полюсов двигателя; для двигателя типа 4CX2П100L8 $p=4$).

Возникающий при этом момент подчиняется зависимостям

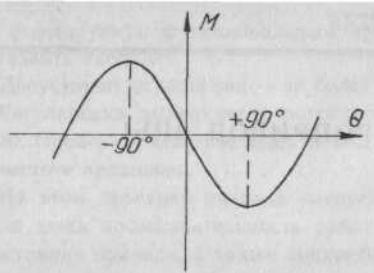


Рис. 5.1. Моментная характеристика синхронного двигателя

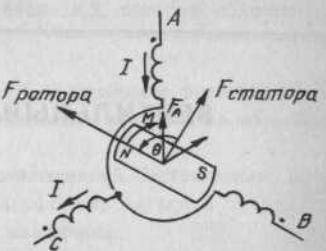


Рис. 5.2. Пространственная диаграмма потоков синхронного двигателя

$$M = -M_{\max} \sin(\Theta/p) = -C_m I_{\max} \sin(\Theta/p), \quad (5.1)$$

где p — число пар полюсов двигателя; Θ — пространственный угол между направлениями потоков, отсчитываемый от вектора потока статора к вектору потока ротора; C_m — постоянная момента двигателя; I_{\max} — мгновенное значение тока, протекающего из одной фазы двигателя в другую. Примем пока, что $I_{\max} = \text{const}$, то есть через фазы двигателя протекает ток постоянной величины; M_{\max} — определяется величиной магнитных потоков статора и ротора. Знак минус означает, что направление момента всегда противоположно направлению угла рассогласования потоков.

На рис. 5.1 приведена моментная характеристика синхронного двигателя, соответствующая зависимости (5.1) при $p=1$. Максимальный момент возникает при $\Theta = \pm 90^\circ$. На рис. 5.2 приведена векторная диаграмма потоков синхронного двигателя для случая, когда ток протекает из фазы A в фазу C , а $\Theta = 90^\circ$. Возникающий при этом момент действует на ротор в направлении по часовой стрелке.

В дальнейшем изложении, чтобы избавиться от знака минус в (5.1) и для удобства начертания диаграмм, примем условно за положительное направление: угла Θ — против часовой стрелки, момента — по часовой стрелке. Число пар полюсов двигателя будем считать равным единице.

Тиристорный коммутатор и датчик положения ротора. По мере вращения ротора в направлении приложенного к нему момента (рис. 5.2) начнется снижение величины



Рис. 5.3. Траектория движения по моментной характеристике

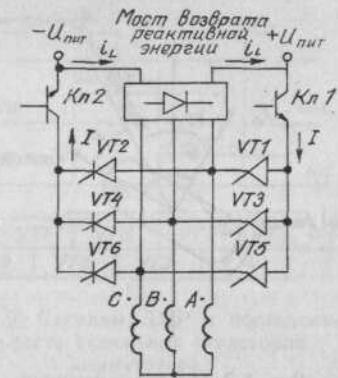


Рис. 5.4. Схема тиристорного коммутатора

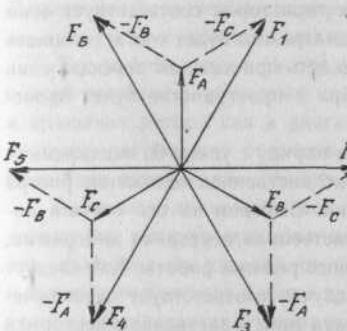


Рис. 5.5. Пространственная диаграмма потоков статора при переключении фаз двигателя

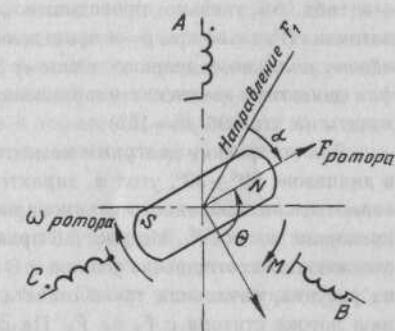


Рис. 5.6. Пространственная диаграмма потоков в двигательном режиме

момента. Поэтому при достижении $\Theta = 60^\circ$ необходимо произвести переключение фаз двигателя таким образом, чтобы поток статора развернулся на угол 60° от своего прежнего положения в направлении по часовой стрелке. При этом новое значение Θ станет равным $60^\circ + 60^\circ = 120^\circ$. На рис. 5.3 приведены траектории движения по моментной характеристике для случая переключения фаз при $\Theta = 60^\circ$. Как видно из рисунка, пульсации момента в таком режиме получаются минимальными.

Переключения фаз выполняет тиристорный коммутатор (рис. 5.4) в функции сигналов датчика положения ротора, за счет которого поддерживается $\Theta = 90^\circ \pm 30^\circ$, что соответствует максимально возможному моменту с минимальными пульсациями.

За один оборот ротора поле статора должно переключаться шесть раз при

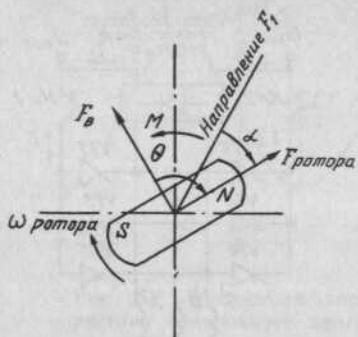


Рис. 5.7. Пространственная диаграмма потоков в тормозном режиме

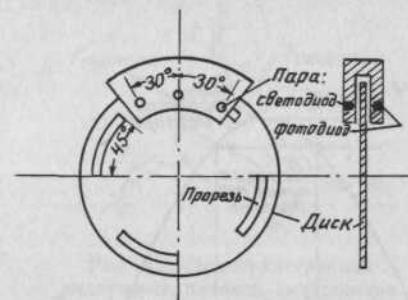


Рис. 5.8. Конструктивное исполнение ДПР

$p=1$. На рис. 5.5 приведена пространственная векторная диаграмма потоков статора, а в табл. 5.1 указано, проводящее состояние каких тиристоров соответствует этим потокам. (Реально при $p=4$ приведенная векторная диаграмма будет соответствовать одному полюсному делению, равному $360^\circ/p=90^\circ$). То есть при каждом переключении фаз двигателя изменение направления потока статора в пространстве будет происходить на угол $90^\circ/6=15^\circ$.

Для построения диаграмм момента и ЭДС введем наряду с углом Θ , меняющимся в диапазоне $90^\circ \pm 30^\circ$, угол α , характеризующий пространственное положение ротора относительно выбранного стационарного направления. Выберем за ось отсчета направление потока F_1 . На рис. 5.6 приведена пространственная векторная диаграмма, поясняющая соотношение углов α и Θ для двигательного режима работы. Как следует из рисунка, начальная точка отсчета $\alpha=0$ в этом случае соответствует переключению потока статора с F_2 на F_3 . На рис. 5.7 приведена пространственная векторная диаграмма для тормозного режима работы (направления вращения ротора и приложенного к нему момента противоположны). В этом случае положение ротора при $\alpha=0$ соответствует переключению потока статора с F_5 на F_6 .

Заметим, что если в двигательном режиме работы поток статора опережает поток ротора в направлении вращения ротора, увлекает его за собой и по мере вращения ротора при сближении потоков на $\Theta=60^\circ$ вновь переключается на $\Theta=120^\circ$ в сторону опережения, то в тормозном режиме работы поток статора отстает от потока ротора в направлении вращения ротора и уже как бы следует за ним, чтобы, если по мере вращения ротора удаление потоков достигнет $\Theta=120^\circ$, вновь переключиться на $\Theta=60^\circ$.

Переключение фаз двигателя производится тиристорным коммутатором в функции сигналов датчика положения ротора (ДПР). ДПР состоит из трех пар светофотодиодов, жестко привязанных к статору, между которыми вращается диск, закрепленный на роторе (рис. 5.8).

Для $p=1$ диск имеет одну прорезь с угловым размером 180° , а пары светофото-

диодов разнесены в пространстве на угол 120° . У двигателя 4СХ2П100Л8 $p=4$, поэтому на диске его ДПР имеется четыре прорези с угловыми размерами $180^\circ/4=45^\circ$, а пары светофотодиодов отделены друг от друга в пространстве на угол $120^\circ/4=30^\circ$.

Форма выходных сигналов ДПР при вращении ротора по часовой стрелке со стороны вала двигателя приведена на рис. 5.9 и соответствует прямому чередованию фаз.

Выходные сигналы ДПР преобразуются схемой распределения в 120-градусные импульсы управления тиристорами коммутатора, обеспечивая таким образом проводящее состояние каждому тиристору в течение 120° за один период сигнала ДПР. На рис. 5.9 показано проводящее состояние тиристоров коммутатора, соответствующее прямому чередованию фаз сигналов ДПР. Данная последовательность включения тиристоров соответствует векторной диаграмме (рис. 5.5) и обеспечивает также прямое чередование фаз обмотки двигателя.

Для работы схемы распределения импульсов является принципиальным, чтобы она обеспечивала, во-первых, совпадение направлений переключения потока статора и вращения ротора как в двигательном, так и в тормозном режимах и, во-вторых, величину угла между потоками, соответствующую максимальному моменту с минимальными пульсациями, то есть $\Theta=90^\circ \pm 30^\circ$.

Временные диаграммы момента вентильного двигателя, проводящего состояния тиристоров коммутатора, фазных ЭДС двигателя и суммарной ЭДС при направлении вращения по часовой стрелке со стороны вала двигателя для двигательного и тормозного режимов работы приведены на рис. 5.10. Отсчет угла α поворота ротора условно производится от направления потока F_1 .

При этом для обеспечения двигательного режима работы в случае начального положения ротора ($\alpha=0$) поток статора должен переключаться начиная с F_3 (рис. 5.6), а при работе в тормозном режиме — с F_6 (рис. 5.7).

На рис. 5.10, а приведены диаграммы изменения момента двигателя при постоянной величине тока в обмотках (верхняя кривая — двигательный режим, нижняя — тормозной). Кривые моментов построены по уравнению (5.1) с учетом того, что угол Θ для каждого номера n потока, как следует из рис. 5.6, определяется из соотношения

$$\Theta_n = \frac{(n-1)\pi}{3} - \alpha.$$

На рис. 5.10, б, в показаны зоны проводящего состояния тиристоров коммутатора соответственно для двигательного и тормозного режимов.

Кривые фазных ЭДС двигателя на диаграмме построены из следующих соображений:

- если ротор расположен таким образом, что поток ротора через обмотку фазы

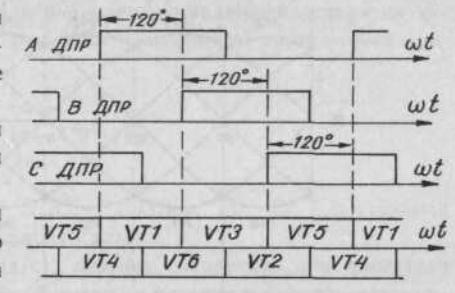


Рис. 5.9. Сигналы ДПР и последовательность включения тиристоров коммутатора

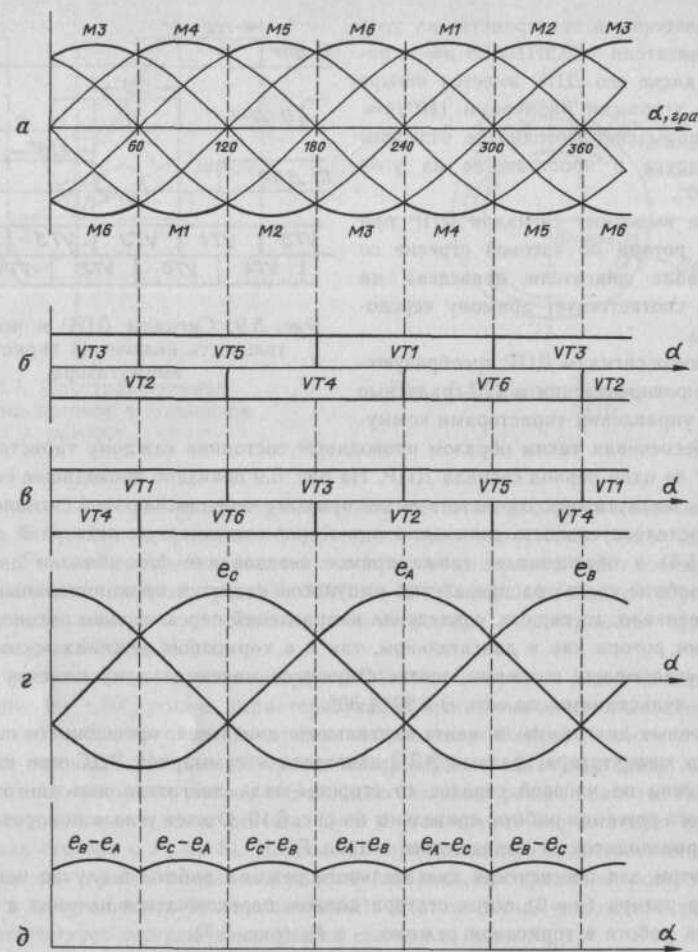


Рис. 5.10. Временные диаграммы:

а — момента вентильного двигателя; б — проводящего состояния тиристоров в двигательном режиме; в — проводящего состояния тиристоров в тормозном режиме; г — фазных ЭДС двигателя; д — суммарной ЭДС двигателя

максимален, то мгновенное значение ЭДС, наведенной в этой фазе потоком ротора, равно нулю, что следует из формулы $e = -(d\Phi/dt)$, так как производная функции в точке с максимальным значением равна нулю. Например, при $\alpha=30^\circ$ (рис. 5.6) поток ротора максимален через фазу С, поэтому $e_C=0$;

— при вращении ротора в двигательном режиме работы направление (знак) наведенной ЭДС противоположно приложенному напряжению, а при вращении в тормозном режиме наведенная ЭДС и приложенное напряжение направлены согласно.

Мгновенные значения фазных ЭДС при равномерном вращении ротора по часовой стрелке и неизменном токе обмоток двигателя находятся из соотношений (напомним об условности отсчета угла α):

$$e_A = E_m \sin(\alpha - 150^\circ);$$

$$e_B = E_m \sin(\alpha - 270^\circ);$$

$$e_C = E_m \sin(\alpha - 30^\circ),$$

где E_m — амплитудное значение фазной ЭДС, $E_m = C_E \omega$, где C_E — постоянная ЭДС двигателя; ω — угловая скорость вращения ротора.

В системе СИ $C_m (\text{Нм/А}) = C_E (\text{В/рад/с})$, поэтому, например, для двигателя 4CX2П1100L8 с $\omega_{\max} \approx 150 \text{ рад/с}$ и $C_m \approx 2 \text{ Нм/А}$ имеем на максимальной скорости вращения $E_m \approx 300 \text{ В}$.

Кривые фазных ЭДС для направления вращения по часовой стрелке приведены на рис. 5.10, г и подчиняются прямой последовательности чередования фаз. При вращении ротора против часовой стрелки кривые фазных ЭДС инвертируются относительно оси α , а чередование фаз становится обратным.

Кривая суммарной ЭДС двигателя приведена на рис. 5.10, д. Она получена на каждом интервале работы тиристоров как разность мгновенных значений ЭДС тех фаз двигателя, которые подключаются к источнику проводящими тиристорами.

Напомним, что в двигательном режиме обмотки двигателя подключаются тиристорами к источнику напряжения таким образом, что всегда суммарная ЭДС двух фаз и напряжение источника питания направлены встречно. В тормозном режиме обмотки подключаются так, что суммарная ЭДС двух фаз и напряжение источника направлены согласно. Поэтому формально можно сказать, что по отношению к источнику питания суммарная ЭДС в тормозном режиме меняет знак.

Силовые ключи Кл1 и Кл2 (рис. 5.4) выполняют две независимые функции:

1. Обеспечивают режим коммутации тока с тиристора на тиристор ввиду невозможности самостоятельного выключения тиристоров.

2. Обеспечивают поддержание заданной величины тока через обмотки двигателя, то есть участвуют в регулировании тока.

Функция коммутации тока с тиристора на тиристор выполняется путем полного отключения коммутатора от источника питания. Транзисторы Кл1 и Кл2 в этом случае закрываются, протекание тока I через тиристоры коммутатора прекращается, и они восстанавливают свои запирающие свойства, а ток i_L двух фазных обмоток двигателя через два диода трехфазного моста возврата реактивной энергии замывается на источник питания, подзаряжая его.

Тиристорный коммутатор обесточивается на время длительности коммутационных импульсов $t_k \approx 300 \text{ мкс}$, которые вырабатываются по каждому фронту сигналов датчика положения ротора, то есть коммутация тока происходит шесть раз за период сигнала ДПР.

Обратимся еще раз к формуле (5.1) момента синхронного двигателя. Здесь присутствуют две независимые переменные, которые поддаются регулировке: угол Θ между потоками статора и ротора и ток I_{\max} , протекающий через фазы двигателя.

Как уже отмечалось, функция поддержания угла Θ в диапазоне $90^\circ \pm 30^\circ$, соответствующем максимальному моменту с минимальными пульсациями при постоянной

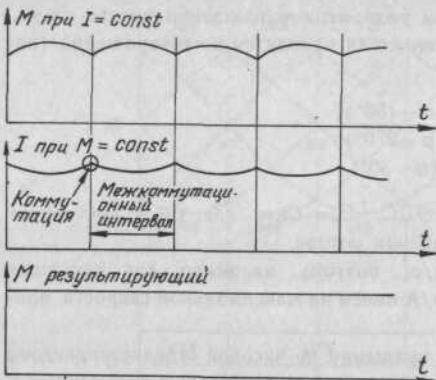


Рис. 5.11. Временные диаграммы момента и тока вентильного двигателя при постоянном моменте нагрузки

(рис. 5.10, а), ток двигателя теоретически должен иметь форму, показанную на рис. 5.11. В этом случае результирующий момент двигателя будет иметь постоянную величину, то есть выполнится условие $M_{\text{двиг}} = M_{\text{нагр}}$. Поддержание тока необходимой для этого примера формы в межкоммутационный интервал обеспечивает регулятор тока с силовыми ключами.

При этом возможны три режима работы силовой части, которые классифицируются по количеству включенных транзисторных ключей:

- режим P2 — оба ключа, Кл1 и Кл2, открыты;
- режим P1 — открыт один ключ — либо Кл1, либо Кл2;
- режим P0 — оба ключа, Кл1 и Кл2, закрыты.

В режиме P2 напряжение питания прикладывается к двум последовательно включенными обмоткам двигателя, изменение тока в которых может быть описано уравнением:

$$U_{\text{пит}} = iR_{\text{дв}} + L_{\text{дв}}(di/dt) \pm E_{\text{дв}}, \quad (5.2)$$

где $U_{\text{пит}}$ — напряжение источника питания; i — ток, протекающий через две фазы двигателя; $R_{\text{дв}}$ — сопротивление двух обмоток двигателя; $L_{\text{дв}}$ — индуктивность двух обмоток двигателя; $E_{\text{дв}}$ — суммарная ЭДС двух фаз двигателя.

Знак плюс перед ЭДС соответствует двигательному режиму работы, знак минус — тормозному.

В режиме P2 в рабочем диапазоне скоростей всегда происходит нарастание тока через обмотки двигателя, поскольку напряжение источника питания выбирается выше ЭДС двигателя. Например, при бестрансформаторном подключении $U_{\text{пит}} = 520$ В, а амплитудное значение ЭДС для двигателя 4СХ2П100Л8 на скорости $n_{\text{дв}} = 1500$ об/мин составляет около 300 В. Изменяется лишь величина di/dt , уменьшаясь в двигательном режиме и возрастаая в тормозном. На рис. 5.12 показан характер из-

менения тока через фазы двигателя при различных режимах работы силовых ключей.

При переходе из режима P2 в режим P1 выключается один из ключей. Например, если в третьем состоянии коммутатора (рис. 5.4) протекание тока от клеммы $+U_{\text{пит}}$ происходит по следующей цепи: Кл1, VT3, фаза B, фаза A, VT2, Кл2, $-U_{\text{пит}}$ и выключился ключ Кл2, тогда ток под действием ЭДС самоиндукции будет продолжать протекать по замкнутому контуру: Кл1, VT3, фаза B, фаза A, диод моста возврата реактивной энергии, Кл1.

В этом режиме уравнение (5.2) приобретает вид:

$$0 = iR_{\text{дв}} + L_{\text{дв}}(di/dt) \pm E_{\text{дв}} \quad (5.3)$$

При этом в двигательном режиме наблюдается спадание тока под действием $+E_{\text{дв}}$ и $iR_{\text{дв}}$, а в тормозном режиме может быть как спадание тока ($\frac{di}{dt} < 0$, если $E_{\text{дв}} < iR_{\text{дв}}$), так и нарастание его ($\frac{di}{dt} > 0$, если $E_{\text{дв}} > iR_{\text{дв}}$).

В режиме P0 ток протекает по фазам двигателя под действием ЭДС самоиндукции через диоды моста возврата реактивной энергии навстречу напряжению источника питания. Например, если в предыдущем случае выключается ключ Кл1, ток через обмотки двигателя продолжает протекать по цепи: фаза A, диод моста, $+U_{\text{пит}}$, $-U_{\text{пит}}$, диод моста, фаза B. При этом всегда происходит спадание тока в соответствии с уравнением

$$-U_{\text{пит}} = iR_{\text{дв}} \pm L_{\text{дв}}(di/dt) \pm E_{\text{дв}} \quad (5.4)$$

Спадание тока происходит более интенсивно в двигательном режиме и менее интенсивно в тормозном (рис. 5.12).

Алгоритм работы регулятора тока построен таким образом, что при равенстве мгновенного значения тока заданному значению включается режим P1. Как видно из рис. 5.12, в режиме P1 может быть как спад тока, так и нарастание тока.

Поэтому, если ток спадает и достигает величины отклонения ΔI или спад происходит медленно, через задержку времени τ на смену режиму P1 включается P2, вынуждающий ток снова расти. Поддержание тока на заданном уровне при $I_{\text{зад}} = \text{const}$ достигается в этом случае простым чередованием режимов P1 и P2 (рис. 5.13). Поддержание тока таким способом может происходить в двигательном режиме и в тормозном на малых скоростях ($E_{\text{дв}} < iR_{\text{дв}}$). В этих режимах происходит потребление энергии от источника питания, причем во время существования режима P1 энергия рассеивается на активном сопротивлении двигателя, а в период существования режима P2 потребляется от источника питания.

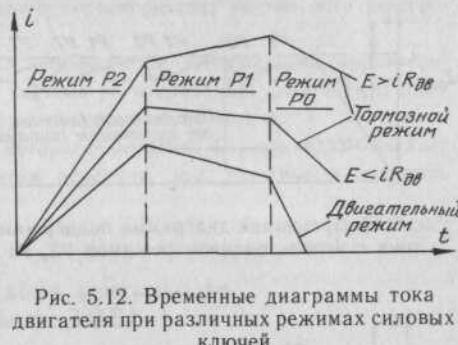


Рис. 5.12. Временные диаграммы тока двигателя при различных режимах силовых ключей



Рис. 5.13. Временная диаграмма поддержания тока с использованием режимов P_2, P_1



Рис. 5.14. Временная диаграмма поддержания тока при чередовании режимов P_0, P_1

Если ток в режиме P_1 нарастает и достигает величины отклонения ΔI или нарастание происходит медленно, через выдержку времени τ включается режим P_0 , вынуждающий ток уменьшаться. Поэтому при $I_{зад} = \text{const}$ для поддержания тока в этом случае достаточно чередовать режимы P_1 и P_0 (рис. 5.14). Таким способом поддержание тока может осуществляться на больших скоростях ($E_{дв} > iR_{дв}$) в тормозном режиме, сопровождаясь возвратом энергии источнику питания путем его подзарядки на большее напряжение. Возврат энергии происходит в периоды существования режима P_0 .

Контур скорости. До сих пор мы рассматривали вопросы, связанные с регулированием момента и ничего не говорили о регулировании скорости.

В вентильном электроприводе

ЭПБ регулирование скорости принципиально возможно только в замкнутой по скорости системе, в отличие от приводов постоянного тока, где можно регулировать скорость и в разомкнутой системе, например, подавая задающее напряжение непосредственно на вход СИФУ.

Поддержание заданной скорости в вентильном приводе ЭПБ происходит следующим образом: регулятор скорости сравнивает токи от источника задающего напряжения и тахогенератора и вырабатывает сигнал рассогласования U_{pc} , являющийся задающим для регулятора тока. Регулятор тока описанным выше способом формирует в двигателе ток, соответствующий величине напряжения, заданной регулятором скорости.

Возникающий момент, двигательный или тормозящий, будет увеличивать или уменьшать скорость до тех пор, пока не сравняются токи на входе регулятора скорости. Таким образом, из условия равенства токов на входе регулятора скорости, имеющего интегральную характеристику, в установившемся режиме можно записать:

$$\frac{U_{зад}}{R_{зад}} = \frac{K_{ТГ} \cdot \omega}{R_{\omega}}, \text{ или } \omega = U_{зад} \frac{R_{\omega}}{R_{зад}} \cdot \frac{1}{K_{ТГ}}, \quad (5.5)$$

где ω — угловая скорость вращения двигателя; $K_{ТГ}$ — коэффициент передачи тахогенератора; $U_{зад}$ — задающее напряжение; $R_{зад}$ — входное сопротивление РС со стороны задающего напряжения; R_{ω} — входное сопротивление РС со стороны тахогенератора.

Формула (5.5) описывает регулировочную характеристику вентильного электропривода ЭПБ.

Нагрузочная характеристика привода определяется интегральной характеристикой регулятора скорости. Теоретически система регулирования, имеющая пропорционально-интегральный регулятор скорости, является астатической.

Операционный усилитель, на основе которого выполнен РС привода, обладает таким высоким статическим коэффициентом передачи, что практически скорость также не зависит от нагрузки.

Функциональная схема вентильного электропривода ЭПБ1

Функциональная схема, приведенная на рис. 5.15, объединяет в единое целое отдельные узлы электропривода, принцип работы которых был рассмотрен выше, позволяет более подробно проследить связи и взаимодействие этих узлов, а также отражает не упоминавшиеся ранее узлы и элементы, имеющие принципиальное значение для работы электропривода.

Как уже отмечалось, в электроприводе существуют два практически независимых контура: контур регулирования, точнее, поддержания угла Θ и контур регулирования тока, связанных с воздействием на момент синхронного двигателя. Оба этих контура охвачены внешним контуром скорости.

Контур регулирования угла Θ образуют: тиристорный коммутатор на тиристорах V13..V18, датчик положения ротора, узел фазосмещения и узел распределения импульсов.

Датчик положения ротора, расположенный в двигателе, формирует три последовательности сигналов A ДПР, B ДПР, C ДПР, форма которых для направления вращения по часовой стрелке со стороны вала двигателя соответствует приведенной на рис. 5.9. При изменении направления вращения на противоположное чередование фаз сигналов ДПР становится обратным, то есть A ДПР, C ДПР, B ДПР.

Узел фазосмещения до скорости около 750 об/мин пропускает сигналы ДПР без изменений, то есть сигналы U_A , U_B и U_C повторяют соответственно A ДПР, B ДПР и C ДПР. Изменение в фазе этих сигналов начинается при скоростях выше 750 об/мин. При изменении скорости от 750 до 1500 об/мин фаза сигналов U_A , U_B и U_C линейно смещается относительно сигналов A ДПР, B ДПР и C ДПР в сторону опережения на угол до 40° .

Необходимо отметить, что практически в электроприводе ЭПБ1 начальная фазировка сигналов ДПР выполнена с углом опережения 30° , что соответствует смещению зоны работы на моментной характеристике синхронного двигателя вправо на угол 30° (рис. 5.3), поэтому реально угол Θ меняется в диапазоне от 150° до 90° , а момент становится немаксимальным и пульсации его увеличиваются.

На больших скоростях узел фазосмещения дополнительно сдвигает зону работы по моментной характеристике вправо на угол до 40° , так что мгновенное значение момента на участке 190° ... 180° становится даже отрицательным. Данная операция сдвига зоны работы по моментной характеристике в сторону уменьшения момента

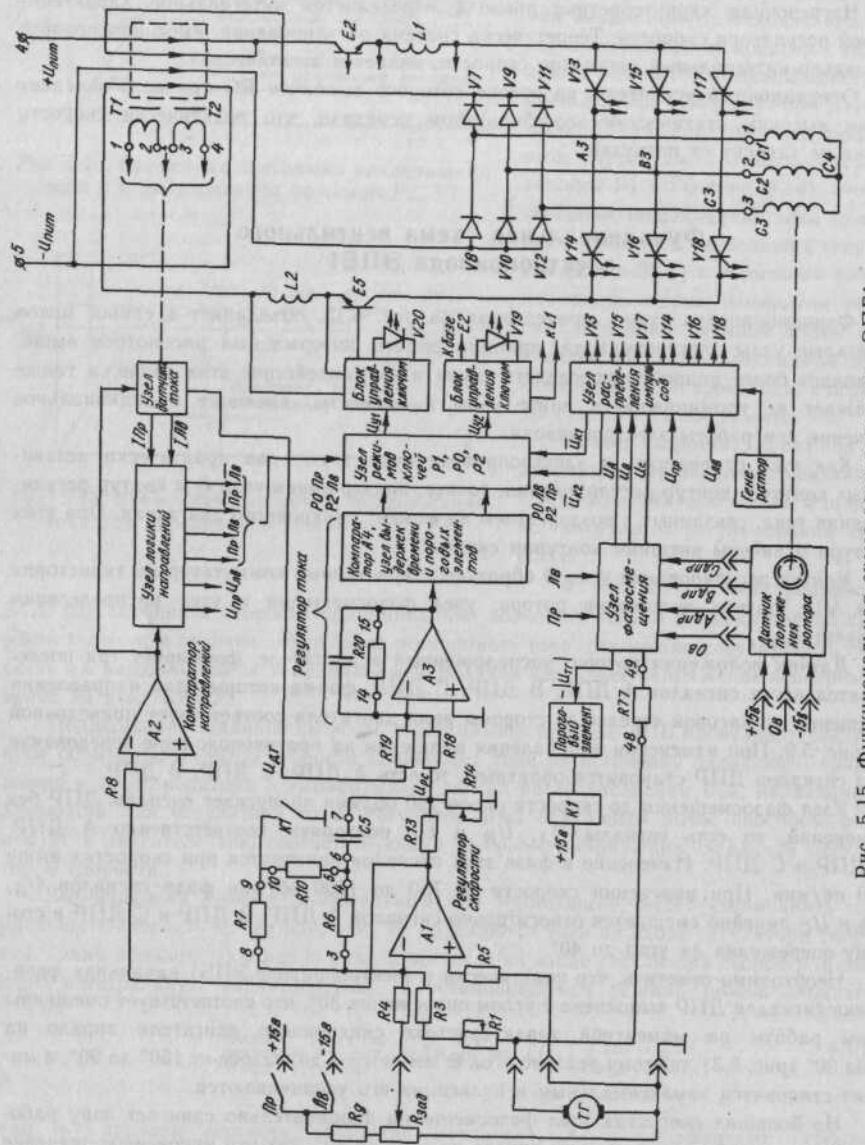


Рис. 5.15. Функциональная схема электропривода ЭПБ

вызвана стремлением уменьшить пульсации тока через двигатель на высоких скоростях вращения.

Узел распределения импульсов преобразует три последовательности сигналов (U_A , U_B и U_C) с шириной импульсов 180° в шесть последовательностей сигналов с шириной импульсов 120° , заполненных частотой генератора, которые поступают на тиристоры коммутатора.

Последовательность чередования друг за другом импульсов, поступающих на тиристоры, определяется последовательностью чередования фаз сигналов ДПР, прямой или обратной. Иными словами, переключение потока статора всегда происходит в направлении вращения ротора, и это определяется сигналами ДПР. А направление возникающего при этом момента (по или против часовой стрелки) определяется сигналами узла логики направлений $U_{\text{ПР}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$. При переключении этих сигналов поток статора меняет направление в пространстве на угол 180° , вызывая этим изменение знака момента.

Например, если активный уровень имеет сигнал $U_{\text{ПР}}$, а коммутатор находится в третьем состоянии (проводят тиристоры V15, V14 и создают поток F_3 на рис. 5.6), то возникающий при этом момент направлен по часовой стрелке.

Если активное состояние приобретает сигнал $U_{\text{ЛВ}}$ в том же положении ротора (рис. 5.7), то коммутатор перейдет в шестое состояние (проводят тиристоры V13, V16, и создается поток F_6), а возникающий момент будет направлен против часовой стрелки.

Таким образом, переключение сигналов $U_{\text{ПР}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$ на входе узла распределения импульсов вызывает изменение направления момента (в приведенном примере путем снятия импульсов управления с тиристоров V15, V14 и подачи их на тиристоры V13, V16).

Кроме того, в узле распределения импульсов вырабатываются две последовательности коммутационных сигналов $U_{\text{К1}}$ и $U_{\text{К2}}$, которые формируются по фронтам сигналов U_A , U_B и U_C . Причем последовательность $U_{\text{К1}}$ формируется по положительным фронтам, поступает на ключ E_2 и вызывает отключение во время коммутации анодной группы тиристоров V13, V15, V17. Последовательность коммутационных импульсов $U_{\text{К2}}$ формируется по отрицательным фронтам сигналов U_A , U_B и U_C и поступает на ключ E_5 , который отключает во время коммутации катодную группу тиристоров V14, V16, V18.

Функцию регулирования и поддержания заданной скорости обеспечивает контур скорости, основным звеном которого является регулятор скорости, выполненный на операционном усилителе A_1 . Регулятор скорости характеризуется следующими основными особенностями.

С точки зрения динамики замкнутой по скорости системы он имеет пропорционально-интегральную характеристику, переключаемую с помощью реле K_1 в функции скорости.

В узле фазосмещения имеется схема выделения модуля напряжения тахогенератора, сигнал $-|U_{TГ}|$, с которой поступает на пороговый элемент, управляющий отключением реле K_1 .

При скоростях вращения меньше 500 об/мин реле K_1 включено, а контакт K_1 замкнут. Это обеспечивает регулятору скорости повышенный коэффициент пропор-

ционального усиления и уменьшенную постоянную интегрирования, улучшая тем самым динамику привода в зоне небольших скоростей.

При увеличении скорости выше 500 об/мин реле K1 выключается, что приводит к уменьшению коэффициента пропорционального усиления и увеличению постоянной интегрирования, снижая этим выбросы динамического тока, вызванные, например, пульсацией сигнала тахогенератора на высоких скоростях.

Величина выходного напряжения регулятора скорости в режиме ограничения тока устанавливается резистором R14 делителя напряжения R13, R14. Для ограничения напряжения на постоянном уровне используется режим насыщения операционного усилителя A1.

Выходное напряжение усилителя A1 используется также для задания направления момента двигателя, поступая на компаратор направлений, выполненный на операционном усилителе A2.

Компаратор направлений является задающим звеном направления момента для узла логики направлений. Выходные сигналы узла логики направлений ПР, ЛВ и ПР · ЛВ являются взаимно инверсными, а сигналы $U_{\text{ПР}}$, $U_{\text{ЛВ}}$ отличаются от ПР, ЛВ небольшой временной задержкой. Эти выходные сигналы достоверно отражают истинно существующее направление момента. Формирование их происходит следующим образом.

При изменении знака сигнала компаратора направлений, пока ток не снизился до нуля, возникает ситуация: выходной сигнал узла логики предыдущего направления сразу снимается, а выходной сигнал нового направления еще не сформировался. По одновременному отсутствию выходных сигналов направлений, а именно по комбинации сигналов $\overline{\text{ПР}} \cdot \overline{\text{ЛВ}} = 1$, в узле режимов ключей формируется режим P0, в котором коммутатор отключается от источника питания и все тиристоры запираются.

Далее заданное значение направления момента от компаратора A2 поступает также в узел датчика тока. При уменьшении тока до значения, близкого к нулю, что вызывается режимом P0, на выходе узла датчика тока уровень логических сигналов I_PR и I_LB меняется на противоположный. Можно сказать, что логические сигналы I_PR и I_LB показывают истинное направление тока, условно называемое правым или левым, поскольку ток имеет одно направление.

По совпадению заданного направления от компаратора A2 и истинного направления тока от узла датчика тока в узле логики направлений формируются сигналы ПР, ЛВ, ПР · ЛВ, $U_{\text{ПР}}$, $U_{\text{ЛВ}}$ истинного направления момента. Как уже отмечалось, знак момента определяется сигналами $U_{\text{ПР}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$, остальные сигналы узла логики используются для выделения режимов работы ключей и в узле фазосмещения.

Датчик тока выполнен на базе двух трансформаторов тока T1 и T2, первичной обмоткой которых являются силовые провода от коммутатора и моста возврата реактивной энергии с числом витков, равным двум, расположенные таким образом, чтобы наводимый ими поток в сердечнике имел одно направление. Магнитное поле этих проводов в любом из режимов — P2, P1 или P0 — дает информацию о токе, протекающем через обмотки двигателя.

В узле датчика тока вторичная обмотка трансформатора T1 включена в контур высокочастотного генератора, а вторичная обмотка трансформатора T2 включена

последовательно с ней и также запитывается высокочастотным напряжением. Из суммарного тока вторичных обмоток выделяется низкочастотная составляющая, которая пропорциональна потоку, создаваемому первичной обмоткой.

Выходной сигнал узла датчика тока, пропорциональный току и преобразованный с помощью компаратора направлений в разнополярный, поступает на вход регулятора тока.

Регулятор тока на основе сравнения заданного U_{PC} и истинного U_{DT} значений тока вырабатывает сигналы управления силовыми ключами, или, иначе, формирует режимы работы ключей.

Аналоговая часть регулятора тока выполнена на пропорциональном усилителе А3, компараторе А4, узле выдержек времени и пороговых элементах. Узел выделения режимов ключей Р1, Р0, Р2 представляет собой логическую часть регулятора тока.

Компаратор А4 обеспечивает регулятору тока передаточную характеристику релейного типа (включено-выключено). Коэффициентом передачи пропорционального звена А3 и напряжением срабатывания пороговых элементов определяется диапазон допустимого отклонения U_{DT} от U_{PC} .

Релейный регулятор тока с оптимальным алгоритмом управления ключами (чедование режимов Р1, Р0 и Р1, Р2) делает контур тока безынерционным.

Узел режимов ключей формирует режимы Р2, Р0, Р1 в функции выходного сигнала регулятора тока и логических сигналов устройства логики. При равенстве сигналов U_{PC} и U_{DT} включается режим Р1; если при этом U_{DT} начнет увеличиваться, через выдержку времени или сразу при достижении порога отклонения включится режим Р0; при уменьшении U_{DT} от заданного значения — с аналогичными условиями включится режим Р2.

Выходные сигналы управления U_{y1} и U_{y2} через оптронную связь поступают на блоки управления ключами, имеющие также гальваническую связь по питанию от остальной системы управления.

Блоки управления ключами формируют сигнал управления необходимой мощности для включения силовых ключей Е2 и Е5 и имеют автономную защиту от сверхтоков. Срабатывание защиты сигнализируется светодиодами V19, V20, а приведение ее в исходное состояние осуществляется снятием переменного напряжения, поступающего на блок питания цепей управления привода.

Информацию об истинной величине тока получают, используя падение напряжения на индуктивностях L1 и L2.

Индуктивности L1 и L2 служат для ограничения обратных токов диодов V7...V12 моста возврата реактивной энергии при их выключении. Выключение диодов моста, заключающееся в переходе их из проводящего состояния в непроводящее, может происходить при смене режима Р0 на режим Р1 или режима Р1 на режим Р2.

Схемная реализация вентильного привода ЭПБ1

Трехкоординатный вентильный привод ЭПБ1 (рис. 5.16) состоит из одного блока питания типа БС9801, трех блоков регулирования типа БС4101, каждый из которых запитывает синхронный двигатель типа 4СХ2П.

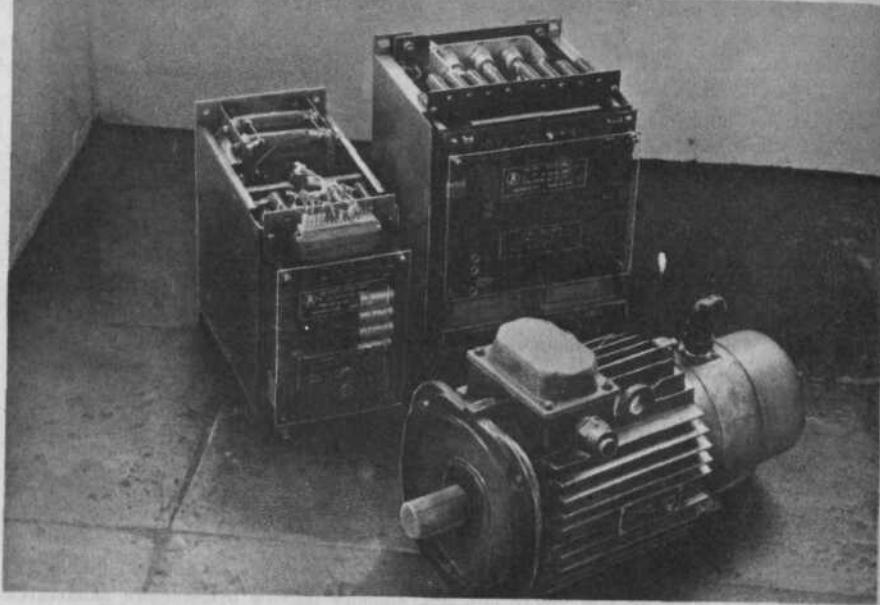


Рис. 5.16. Внешний вид электропривода ЭПБ1

Блок питания вырабатывает силовое напряжение 520 В и напряжение питания цепей управления ± 24 В, ± 15 В, поступающие на блоки регулирования. Кроме этого, напряжение ± 15 В поступает в двигатели на датчики положения ротора.

По функциональному признаку в блоке питания БС9801 размещены следующие узлы: силовой выпрямитель, стабилизированный источник питания ± 15 В, нестабилизированный источник питания ± 24 В, узел сброса энергии.

Блок регулирования БС4101 конструктивно состоит из платы «блок управления № 1», платы «блок управления № 2», двух плат «блок управления ключом» и силовой части.

На плате БУ1 размещены следующие функциональные узлы:

- регулятор скорости;
- узел логики направлений;
- регулятор тока и узел режимов ключей;
- узел датчика тока;
- узел фазосмещения.

На плате БУ2 расположены:

- узел распределения импульсов;
- генератор переменного напряжения для питания блоков управления ключами.

Функциональный узел защит, блокировки и готовности привода аппаратно размещен на обеих платах БУ1 и БУ2.

Регулятор скорости выполнен на операционном усилителе A1 типа КМ551 УД1А, схема включения которого без цепей функционального назначения приведена на рис. 5.17.

Напряжение питания ± 15 В подводится к усилителю через RC-фильтры на резисторах R11, R15 и конденсаторах C3, C4, расположенных на плате непосредственно у выводов питания микросхемы. Этим снижается воздействие помех, проходящих по печатному монтажу шин питания платы.

Резистор R9 и конденсатор C2 — элементы внешней коррекции частотной характеристики операционного усилителя.

Переменным резистором R12 компенсируется «смещение нуля» операционного усилителя.

Диоды V1..V4 используются для защиты входов усилителя от превышения допустимого напряжения.

Функциональная схема включения усилителя A1, которая обеспечивает ПИ-характеристику регулятору скорости и режим токоограничения, приведена на рис. 5.18.

ПИ-характеристику формируют элементы обратной связи R6, R7, R10 и C5, включенные таким образом, что с помощью контакта K1 происходит адаптация характеристики к зонам больших и малых скоростей.

В зоне малых скоростей контакт K1 замкнут, поэтому передаточная функция РС имеет следующий вид:

$$W_{IPC} = \frac{U_{PC}(p)}{U_{TR}(p)} = K_{PI} \frac{pT_01 + 1}{pT_01},$$

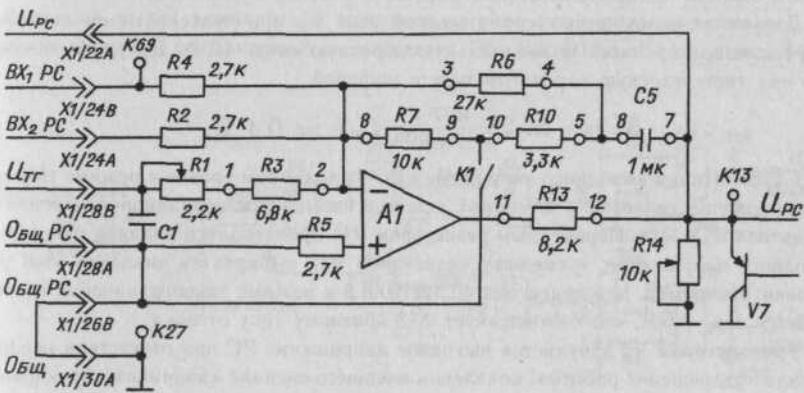


Рис. 5.18. Функциональная схема РС

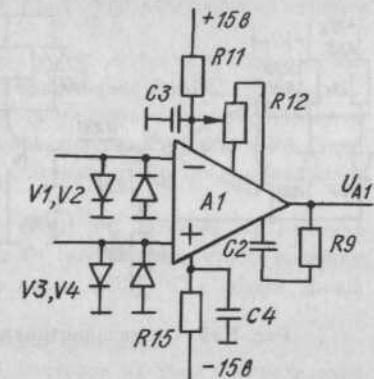


Рис. 5.17. Схема подключения операционного усилителя РС

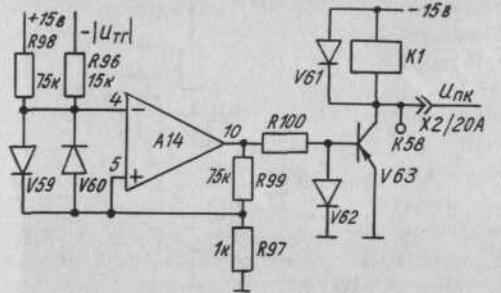


Рис. 5.19. Схема адаптации РС

Подставив номиналы элементов в приведенные соотношения для K_P и T_0 , можно убедиться, что при переходе в зону больших скоростей коэффициент пропорционального усиления РС уменьшается в три раза, а постоянная времени увеличивается в три раза. Заведомое снижение динамических характеристик привода в зоне больших скоростей предпринимается с целью уменьшения пульсаций динамического тока, вызывающего дополнительный нагрев двигателя.

Схема, обеспечивающая изменение передаточной функции регулятора скорости с помощью реле K1, приведена на рис. 5.19. При нулевой и малых скоростях за счет преобладания тока через резистор R98 от напряжения +15 В на выходе компаратора A14 отрицательное напряжение, открывающее транзистор V63. Реле K1 в этом случае находится во включенном состоянии.

При достижении сигналом $-|U_{TG}|$ величины, равной примерно $15 \text{ В} \cdot (R96/R38) = 3 \text{ В}$, что должно соответствовать ПДВ $\approx 500 \text{ об/мин}$, компаратор A14 перебросится в область положительной полярности, а реле K1 отключится.

Для исключения частых срабатываний реле K1 при пульсирующем сигнале — $|U_{TF}|$ компаратор имеет положительную обратную связь (R99, R97), обеспечивающую ему гистерезисную характеристику с шириной

$$\Delta U_{\text{гист}} \simeq 2 \frac{R97}{R97+R99} U_{\text{нac}} = 0,4 \text{ B.}$$

Стабилизация выходного напряжения РС на заданном уровне в режиме токоограничения осуществляется с помощью режима насыщения операционного усилителя и делителя R13, R14. Переменным резистором R14 производится плавная регулировка выходного напряжения, а сменным резистором R13 выбирается диапазон этой регулировки. Например, для двигателя 4CX2P100L8 в режиме токоограничения устанавливается $U_{PC} = 6$ В, что соответствует 2, 3-кратному току отсечки.

Транзистором V7 зануляется выходное напряжение РС при отсутствии внешнего сигнала «разрешение работы», появлении внешнего сигнала «аварийная блокировка», а также при установке триггера защиты.

Этим создаются нулевые начальные условия регулятору тока при входении

где $K_{P1} = R_6 / (R_1 + R_3)$ — коэффициент пропорционального усиления РС; $T_{01} = C5 \cdot R10$ — постоянная времени цепи обратной связи РС.

В зоне больших скоростей контакт К1 размыкается, а передаточная функция РС приобретает вид:

$$W_{2PC} = K_{\Pi 2} \frac{pT_{02} + 1}{pT_{02}},$$

где $K_{P2} = R_0\Sigma / (R_1 + R_3)$ — коэффициент пропорционального усиления РС; $R_0\Sigma = R_6 / (R_7 + R_{10})$ — суммарное сопротивление цепи обратной связи; $T_{02} = C_5 \cdot R_0\Sigma$ — постоянная времени цепи обратной связи РС.

ода в работу, а также после сброса триггера защит или исчезновении сигнала рийная блокировка».

Задающее напряжение поступает на вход регулятора скорости с обозначением РС. Имеется дополнительный вход задающего напряжения ВХ₂РС.

Напряжение тахогенератора поступает на вход регулятора скорости с обозначением U_{TG} . В цепи напряжения тахогенератора установлены резисторы $R1$ и $R3$. Первым резистором $R1$ производится плавная подгонка скорости под заданное значение, сменным резистором $R3$ — грубая.

Неинвертирующий вход РС с обозначением ОБЩ РС выведен на внешний земляной преобразователя. Для нормальной работы РС необходимо, чтобы внешним зажимом была обеспечена гальваническая связь входа ОБЩ РС с общей шиной земли.

логики направлений выполняет две основные функции:

- формирует сигналы $U_{\text{Пр}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$, которые, поступая на узел распределения льсов, определяют направление момента синхронного двигателя;
 - преобразует для подачи на вход регулятора тока однополярный сигнал амплитуды тока — $|U_{\text{ДТ}}|$ в двухполлярный $U_{\text{ДТ}}$.

Напомним, что для изменения знака момента двигателя в тиристорном коммутаторе должны вступить в работу тиристоры, противофазные работающим до них (это является справедливым, если не произошло переключения сигналов ДПР).

Для осуществления этой коммутации должны произойти следующие операции: вспомогательные ключи перейти в режим Р0, обесточивая коммутатор; вследствие инверсии состояния ключей $U_{\text{ПР}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$ узел распределения импульсов сформировать импульсы на приводные тиристоры.

Принципиальная схема части узла логики направлений, выполняющей первую инверсионную функцию, приведена на рис. 5.20, а части, реализующей вторую функцию, — на рис. 5.21.

На операционном усилителе A2 выполнен компаратор заданного направления срабатывания. Входным сигналом компаратора является выходной сигнал U_{A1} операционного усилителя регулятора скорости.

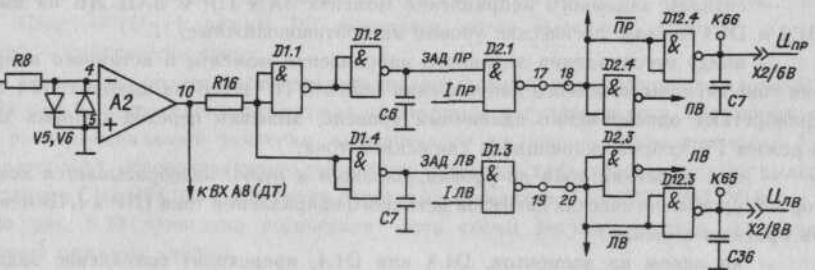


рис. 5.20. Узел логики направлений

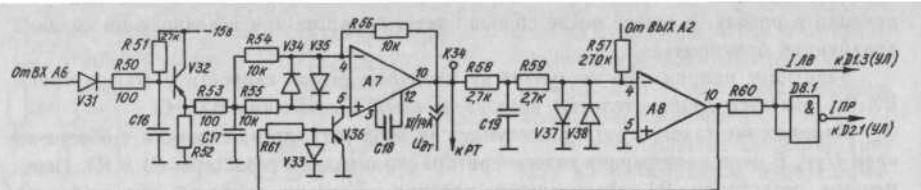


Рис. 5.21. Переключатель полярности и компаратор сигнала датчика тока

ратор истинного направления тока, выполненный на операционном усилителе A8.

Единичный уровень выходного сигнала элемента D1.2 соответствует заданию условно правого направления момента, а единичный уровень выхода элемента D1.4 — заданию левого направления момента.

Истинное направление момента формируется на выходах элементов D2.1 и D2.3 при условии совпадения заданного направления момента и истинного направления тока ($P_R = ZAD\;P_R \cdot I_{PR}$; $L_B = ZAD\;L_B \cdot I_{LB}$). Логические сигналы истинного направления тока I_{PR} и I_{LB} формируются компаратором A8 и элементом D8.1.

Компаратор A8 перебрасывается от выходного сигнала компаратора A2 только при условии снижения сигнала датчика тока U_{DT} до уровня, близкого к нулю. Таким образом, изменение истинного направления момента может произойти только после снижения тока в силовой цепи до уровня, близкого к нулю.

Снижение тока в силовой цепи обусловливается переходом силовых ключей в режим P0. Формирование режима P0 в узле режимов ключей происходит по трем независимым условиям. Одно из условий, которое выражается соотношением $P_0 = \overline{P_R \cdot L_B}$, задает узел логики. При этом условии отсутствуют оба истинных направления момента. Такая ситуация возникает при каждой смене заданного направления момента, когда оно не совпадает с истинным направлением тока.

Сформулируем окончательно последовательность изменения истинного направления момента:

- компаратор A2 заданного направления момента меняет знак;
- сигналы заданного направления момента ЗАД ПР и ЗАД ЛВ на выходах D1.2 и D1.4 меняют логические уровни на противоположные;
- ввиду несовпадения заданного направления момента и истинного направления тока сигналы истинного направления момента ПР и ЛВ на выходах D2.1 и D2.3 приобретают одновременно единичный уровень, вызывая переход силовых ключей в режим P0, сопровождающийся снижением тока;
- при снижении тока до уровня, близкого к нулю, перебрасывается компаратор A8; уровни логических сигналов истинного направления тока I_{PR} и I_{LB} меняются на противоположные;
- на одном из элементов, D1.8 или D1.4, происходит совпадение заданного направления момента с истинным направлением тока и формируется истинное направление момента ПР или ЛВ;

изменение логических уровней сигналов U_{PR} и U_{LB} на противоположные приводят к подаче импульсов на противофазные предыдущему направлению тиристоры.

Переключатель полярности нереверсивного сигнала датчика тока — $|U_{DT}|$ выполнен на операционном усилителе A7. Входным сигналом для переключателя является всегда отрицательное падение напряжения на резисторе R52, который включен с транзистором V32 по схеме эмиттерного повторителя.

Транзистор V36 выполняет роль ключа, превращающего схему включения усилителя A7 в схему инвертора с единичным коэффициентом передачи, если ключ замкнут (транзистор открыт), или в схему повторителя напряжения, имеющего также единичное усиление, если ключ разомкнут.

В заключение проследим соответствие полярностей сигналов заданного значения тока $I_{зад}$ и обратной связи по току I_{oc} на входе регулятора тока (в установившемся режиме полярности этих сигналов должны быть противоположны).

Примем, что на вход привода подано задающее напряжение положительной полярности. Оно определяет полярности $I_{зад}$ и I_{oc} по следующим цепям:

$$+U_{зад} \rightarrow -U_{A1} \rightarrow -U_{PC} \text{ (соответствует } -I_{зад})$$

$$-U_{A1} \rightarrow +U_{A2} \rightarrow -U_{A8} \rightarrow V36 \text{ (открыт) } \rightarrow +U_{DT} \text{ (соответствует } +I_{oc}).$$

Регулятор тока и узел режимов ключей. Регулятор тока сравнивает сигналы заданного и действительного значений тока, формирует сигналы на включение и отключение силовых транзисторов, то есть с помощью узла режимов ключей управляет транзисторами таким образом, чтобы действительная величина тока соответствовала заданной величине. Силовые транзисторы управляются логическими сигналами, то есть всегда работают в ключевом режиме «включено-выключено». В процессе регулирования или поддержания заданного значения тока переключение транзисторов происходит в среднем с частотой 1...2 кГц, поэтому с точки зрения динамики контур тока является практически безынерционным звеном.

Как уже отмечалось, в электроприводе принят следующий алгоритм управления ключами:

- при равенстве сигналов $|U_{PC}|$ и $|U_{DT}|$ включается режим P1;
- если $|U_{DT}|$ будет расти относительно $|U_{PC}|$, то при малой разности $|U_{PC}| - |U_{DT}|$ режим P0 включится через выдержку времени, а при большой — практически сразу;
- если $|U_{DT}|$ будет уменьшаться относительно $|U_{PC}|$, то при малой разности $|U_{PC}| - |U_{DT}|$ режим P2 включится через выдержку времени, а при большой — практически сразу;
- происходит последовательное чередование ключей, участвующих в режиме P1.

На рис. 5.22 приведена аналоговая часть схемы регулятора тока, состоящая из звена пропорционального усиления, выполненного на операционном усилителе A3; компаратора A4, обеспечивающего регулятору релейную характеристику; узла выдержек времени C10, R24, C11, R25; узла пороговых элементов D3.1, R26, R27, V18.

На рис. 5.23 приведена логическая часть схемы регулятора тока, или узел выделения режимов ключей.

Пропорциональное звено регулятора тока сравнивает входные сигналы U_{PC} и U_{DT} . Полярность выходного напряжения пропорционального звена регулятора

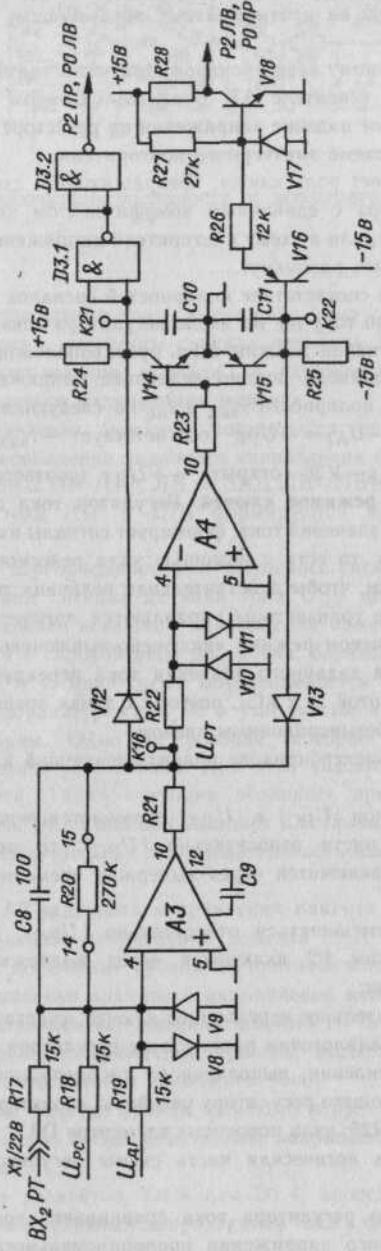


Рис. 5.22. Релейно-временной регулятор тока

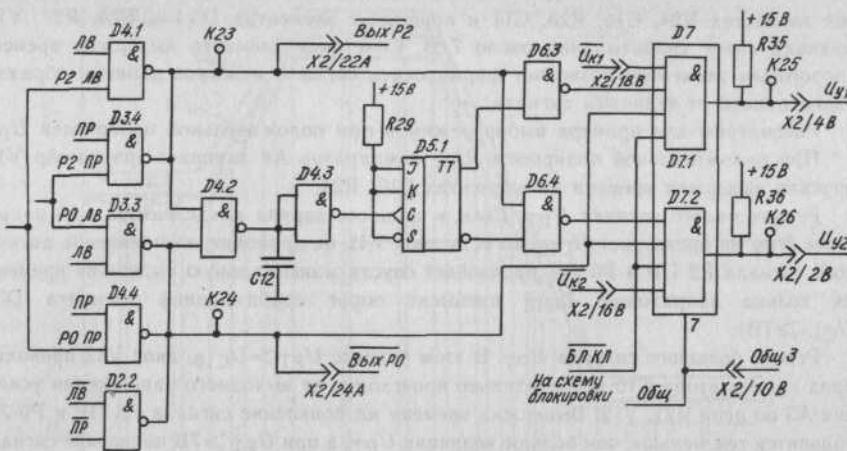


Рис. 5.23. Узел выделения режимов ключей

тока U_{pt} определяет режимы Р2 и Р0 работы силовых ключей, а величина напряжения — условия наступления этих режимов — с выдержкой времени или без нее. Соответствие полярности U_{pt} режимам Р2 и Р0 показано в табл. 5.2.

При заполнении таблицы использовались условия

- Если $|U_{PC}| > |U_{DT}|$, что соответствует соотношению $I_{ЗАД} > I_{ОС}$, должен быть включен режим Р2, чтобы действительный ток вырос до заданной величины.
 - Если $|U_{PC}| < |U_{DT}|$, что соответствует $I_{ЗАД} < I_{ОС}$, должен быть включен режим Р0, чтобы действительный ток спал до заданной величины.
 - Узел логики направлений при положительной полярности задающего напряжения формирует правое направление истинного момента (ПР), а при отрицательном — левое (ЛВ).

Из приведенной таблицы получаем, что положительная полярность выходного напряжения пропорционального звена регулятора тока соответствует режимам Р2 ПР и Р0 ЛВ, а отрицательная — режимам Р2 ЛВ и Р0 ПР. Порядок разделения этих режимов производится компаратором регулятора тока, выполненным на операционном усилителе А4. Однако компаратор регулятора тока формирует эти режимы не непосредственно, а через узлы выдержек времени, выполненные на времязадаю-

Таблица 5.2

	Право (+U _{зад})	Лево (-U _{зад})	
	-U _{РС}	+U _{РС}	
U _{РС} > U _{ДТ}	+U _{РТ}	-U _{РТ}	Режим Р2
U _{РС} < U _{ДТ}	-U _{РТ}	+U _{РТ}	Режим РО

ющих элементах R24, C10, R25, C11 и пороговых элементах D3.1 и R26, R27, V18, имеющих порог срабатывания около 7 В. Сочетание элемента выдержки времени с пороговым элементом позволяет формировать сигналы режимов двояким образом, в зависимости от величины сигнала.

Рассмотрим для примера выбор режимов при положительной полярности U_{PT} .

При положительной полярности U_{PT} компаратор A4 запирает транзистор V14, запускает выдержку времени на элементах C10, R24.

Режим малого сигнала U_{PT} . Если в процессе заряда конденсатора C10 напряжение U_{PT} не превышает U_{C10} , то есть диод V12 не проводит, то появление логического сигнала P2 ПР и P0 ЛВ произойдет спустя максимальную выдержку времени, как только напряжение U_{C10} превысит порог срабатывания элемента D3.1 ($U_{C10} \geq 7$ В).

Режим большого сигнала U_{PT} . В этом режиме $U_{PT} > U_{C10}$, диод V12 проводит, заряд конденсатора C10 дополнительно происходит от выходного напряжения усилителя A3 по цепи R21, V12. Выдержка времени на появление сигнала P2 ПР и P0 ЛВ становится тем меньше, чем больше величина U_{PT} , а при $U_{PT} \geq 7$ В появление сигнала происходит практически без задержки.

При отрицательной полярности U_{PT} те же процессы происходят в части схемы на элементах V13, V15, C11, R25. Транзистор V16 включен по схеме эмиттерного повторителя. Падение напряжения на R26 повторяет U_{C11} . При $U_{C11}=0$ транзистор V18 открыт смещением через R27. Транзистор V18 закроется и сформирует сигнал режимов P2 ЛВ и P0 ПР, когда U_{C11} достигнет такой величины, что вызовет протекание тока через диод V17. Из этого условия, пренебрегая прямым падением напряжения на V17 и базо-эмиттерном переходе V16, получим соотношение, выполняющееся в момент закрытия транзистора V18: $(U_{C11}/R26) = (+15B/R27)$. Отсюда получим, подставив номиналы R26 и R27, пороговое значение напряжения схемы $U_{C11} \approx 7$ В.

Перейдем к рассмотрению логической части узла выделения режимов ключей.

В соответствии с табл. 5.2 на элементах D3.3, D3.4, D4.1, D4.4 выполнены дешифраторы режимов P2 и P0. Режиму P2 соответствует нулевой логический уровень в контрольной точке K23, который формируется элементами D3.4 и D4.1 с использованием монтажной логики по соотношению $\overline{P2} = P2 \text{ ЛВ} \cdot \overline{P2 \text{ ПР}} \cdot \overline{P0 \text{ ПР}}$. Режиму P0 соответствует нулевой логический уровень в контрольной точке K24, который формируется элементами D3.3, D4.4, D2.2 также с использованием монтажной логики. Элемент D2.2 включает режим P0 для узла логики направлений.

Выходные элементы D7.1 и D7.2 нагружены непосредственно на светодиоды оптронной развязки, находящиеся в блоках управления ключом. Второй провод цепей запитки светодиодов соединяется с общей шиной питания специальным проводом с обозначением ОБЩЗ, приходящим непосредственно на вывод питания микросхемы D7.

Проводящему состоянию силовых ключей соответствует логический сигнал единичного уровня на выходах D7.1 и D7.2. Величина напряжения сигналов U_{y1} и U_{y2} в этом случае равна 2 В, что определяется прямым падением напряжения на цепи светодиода. Выключеному состоянию силовых ключей соответствует нулевой логический уровень на выходах D7.1 и D7.2, который составляет 1 В.

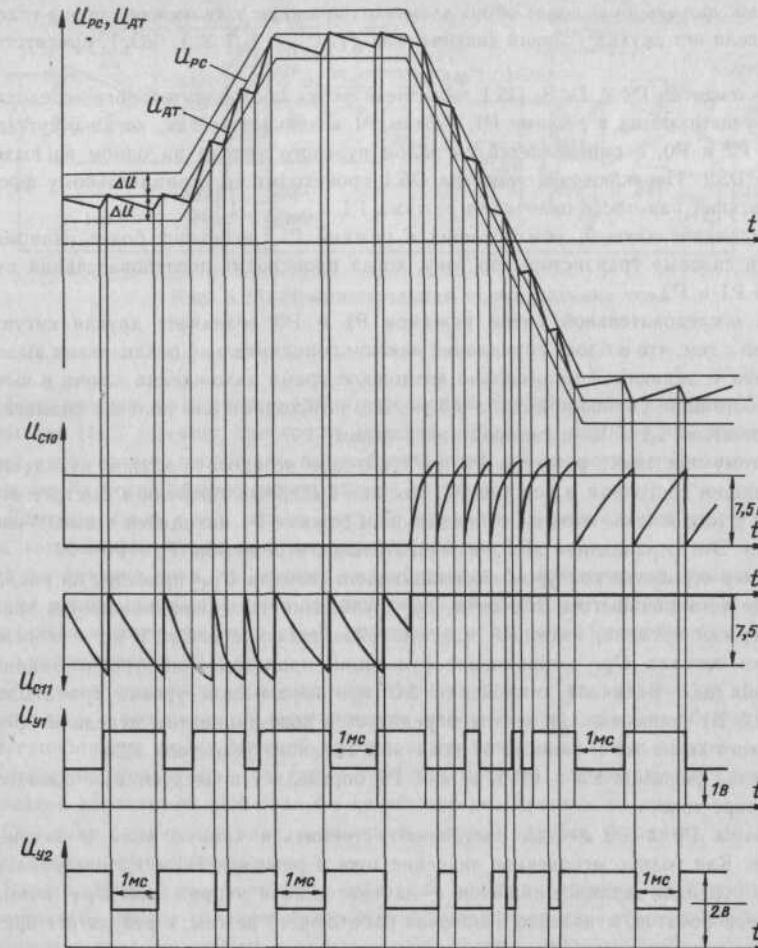


Рис. 5.24. Временные диаграммы при отработке контуром тока задающего сигнала U_{pc}

Логический сигнал режима P0 воздействует непосредственно на входы D7.1 и D7.2. К выключению силовых ключей приводит также поступление непосредственно на входы D7.1 и D7.2 сигнала блокировки ключей $\overline{БЛ КЛ}$ от узла защиты и блокировки и коммутационных импульсов $\overline{U_{K1}}$ и $\overline{U_{K2}}$ соответственно анодной и катодной групп коммутатора от узла распределения импульсов.

Включение режима P2 обеспечивается элементами D6.3 и D6.4 при поступлении на их входы логического сигнала нулевого уровня, определяющего режим P2.

Единичный уровень на выходах обоих элементов приводит к включению обоих силовых ключей, если нет других условий (сигналов $\overline{U_{K1}}$, $\overline{U_{K2}}$, $\overline{\text{БЛ КЛ}}$, $\overline{\text{РО}}$), препятствующих этому.

На элементах D4.2, D4.3, D5.1 выполнена схема последовательного чередования ключей, участвующих в режиме P1. Режим P1 возникает всегда, когда отсутствуют режимы P2 и P0, и определяется сигналом нулевого уровня на одном из выходов триггера D5.1. Переключение триггера D5.1 происходит по отрицательному фронту, то есть всякий раз после окончания режима P1.

Чередование ключей, участвующих в режиме Р1, позволяет более равномерно загрузить силовые транзисторы по току, когда происходит последовательная смена режимов Р1 и Р2.

При последовательной смене режимов Р1 и Р0 возникает другая ситуация, связанная с тем, что в блоке управления ключом дополнительно реализована выдержка времени τ , задающая минимально возможное время нахождения ключа в выключенном состоянии, равное примерно 0,3 мс. Это необходимо для полного размагничивания дросселей L1 и L2 в силовой части схемы.

Поэтому при смене режимов P0 и P1 выгодно чередовать ключи, находящиеся в проводящем состоянии в режиме P1, так как выдержка времени t быстрее отсчитывается у того ключа, который в предыдущем режиме P1 находился в выключенном состоянии. Это справедливо для последовательности режимов: P1—P0—P1.

Пример отработки контуром тока задающего сигнала U_{PC} приведен на рис. 5.24. В режиме установившегося значения U_{PC} пульсации тока ограничиваются величиной выдержки времени, имеющей максимальное значение около 1 мс, а в режиме изменения сигнала U_{PC} ограничение пульсаций происходит на уровне заданного отклонения ΔU . Величина отклонения ΔU при неизменном уровне срабатывания (около 7,5 В) пороговых элементов определяется коэффициентом передачи пропорционального звена А3 и зависит от величины сменного резистора $R20$.

Переход режимов Р2 и Р0 в режим Р1 определяется следующими процессами в регуляторе тока.

Режимы Р0 и Р2 всегда заставляют стремиться кривую тока к заданному значению. Как только мгновенное значение тока в режимах Р0 и Р2 на небольшую величину перейдет заданное значение — изменится знак напряжения $U_{Р\Gamma}$, компаратор А4 перебросится, мгновенно выключая работающий режим; в результате временного отсутствия режимов Р0 и Р2 установится режим Р1. Режим, последующий за Р1, определится логикой выделения режимов по полярности сигнала $U_{Р\Gamma}$ и сигналам истинного направления момента — ПР или ЛВ.

Переход режима P1 в P0 или P2 происходит, как только напряжение на конденсаторе C10 или C11 достигнет уровня срабатывания пороговых элементов.

В момент перехода U_{DT} через нулевой уровень в узле логики направлений формируется новое направление истинного момента, в данном случае сигнал ПР, поскольку отрицательная полярность сигнала U_{PC} соответствует заданию правого направления момента.

Изменение логических уровней сигналов ПР и ЛВ на противоположные при наличии на входе узла режимов ключей сигнала Р0 ЛВ, Р2 ПР приводит к непосредственной замене режима Р0 режимом Р2.

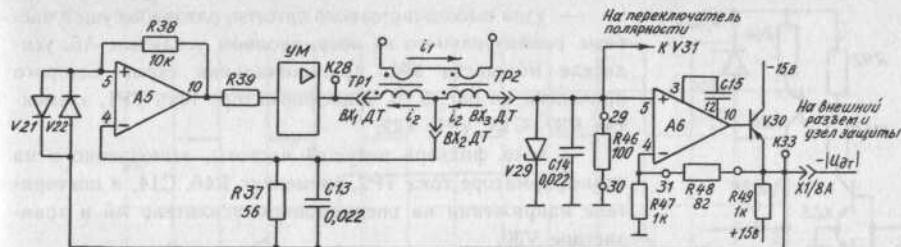


Рис. 5.25. Принципиальная схема датчика тока

Если принять во внимание, что в переходный процесс смены сигналов ПР и ЛВ на выходе D4.2 успевает прокинуть нулевой импульс и перебросить триггер D5.1, станет ясно, почему произошло нарушение последовательности чередования ключей в режиме Р1 после возникновения данной ситуации.

Длительностью $\tau = 1$ мс на рисунке отмечены максимальные выдержки времени, которые формирует узел выдержек в режиме Р1.

Узел датчика тока, по мнению разработчиков электропривода, являлся самым «узким» местом при выполнении схемной реализации. Без него могла бы не состояться технически совершенная в своей простоте и оригинальности концепция вентильного электропривода ЭПЕ.

Основная сложность при создании датчика тока с гальванической развязкой заключалась в возникающем противоречии между необходимостью обеспечения его безынерционности, ввиду высокой частоты переключения силовых ключей,— и высокой степенью фильтрации от помех несущей частоты, поскольку регулятор тока с релейной характеристикой стал бы неизбежно реагировать на них.

Основная физическая идея, с помощью которой удалось устранить это противоречие, заключается в следующем.

Вместо одного трансформатора тока (для создания датчика тока принципиально достаточно одного трансформатора тока) используют два, вторичные обмотки их соединяются последовательно и запитываются напряжением несущей частоты. В токе, протекающем по вторичным обмоткам, можно выделить две составляющие — высокочастотную, вызванную напряжением несущей частоты, и низкочастотную, зависящую от потока намагничивания первичной обмотки. Если при этом оба трансформатора будут идентичны, то и соотношение между составляющими тока в их обмотках будет одинаковым. А если второй трансформатор тока взять с большим индуктивным сопротивлением вторичной обмотки, например за счет увеличения сечения сердечника, то высокочастотная составляющая, протекающая через его обмотку, уменьшится. Таким образом осуществляется фильтрация высокочастотной составляющей без инерционного влияния на низкочастотную, дающую информацию о токе, протекающем через первичные обмотки.

Принципиальная схема датчика тока приведена на рис. 5.25, она функционально состоит из двух узлов:

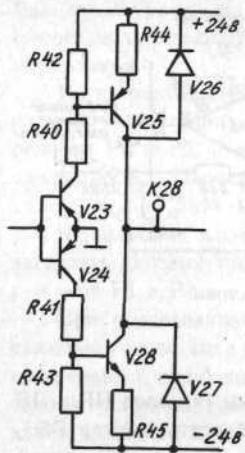


Рис. 5.26. Принципиальная схема усилителя мощности датчика тока

— узла высокочастотного автогенератора несущей частоты, реализованного на операционном усилителе A5, усилителе мощности УМ, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.26, трансформаторе тока TP1, элементах R37, C13, V21, V22;

— узла фильтра несущей частоты, выполненного на трансформаторе тока TP2, элементах R46, C14, и повторителе напряжения на операционном усилителе A6 и транзисторе V30.

Трансформаторы тока имеют одинаковые вторичные обмотки ($W_2 = 1000$ витков) и одинаковые первичные обмотки из силовых проводов с $W_1 = 2$. Силовые провода от коммутатора и моста возврата реактивной энергии проходят через сердечники трансформатора с одним направлением тока, при этом величина создаваемых ими ампер-витков пропорциональна модулю тока в обмотках двигателя. Кольцевой ферритовый сердечник трансформатора TP2 имеет большее поперечное сечение по сравнению с сердечником трансформатора TP1 с целью увеличения индуктивного сопротивления его вторичной обмотки.

Разнополярное напряжение прямоугольной формы U_{K28} автогенератора несущей частоты прикладывается к последовательно соединенным вторичным обмоткам и резистору R46. Большая часть высокочастотной составляющей тока протекает по цепи: вторичная обмотка трансформатора TP1, резистор R37, эмиттер V30. Переключение напряжения U_{K28} вызывается падением напряжения на R37 в том случае, когда оно превышает падение напряжения на диодах V21, V22. Конденсатор C13 обеспечивает режим устойчивой автогенерации.

Низкочастотная составляющая тока, пропорциональная ампер-виткам первичной обмотки, протекая по цепи: вторичная обмотка TP1, вторичная обмотка TP2, резистор R46, создает падение напряжения на R46 отрицательной полярности, пропорциональное току первичной обмотки. Конденсатор C14 производит дополнительную фильтрацию низкочастотной составляющей тока.

Падение напряжения на R46 поступает на переключатель характеристик для формирования разнополярного сигнала U_{DT} для регулятора тока. Кроме этого, U_{R46} поступает на вход повторителя напряжения с коэффициентом передачи, близким к единице ($\approx 1,08$). Выходное напряжение повторителя напряжения U_{K33} или $-|U_{DT}|$ используется в узле токовой защиты и выводится на внешний разъем преобразователя для контроля нагрузки двигателя.

Временная диаграмма работы датчика тока приведена на рис. 5.27. Переключение полярности напряжения U_{K28} высокочастотного автогенератора происходит в моменты начала насыщения сердечника TP1 под действием суммарных ампер-витков первичной и вторичной обмоток. Выходное напряжение датчика тока пропорционально эквивалентному входному току i_1 и повторяет его форму, называемую низкочастотной по отношению к несущей частоте автогенератора.

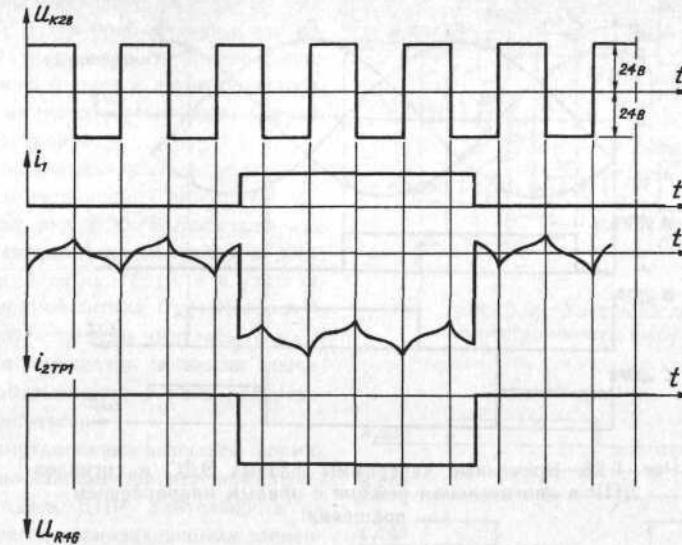


Рис. 5.27. Временные диаграммы сигналов датчика тока

Узел фазосмещения осуществляет плавный сдвиг по фазе в сторону опережения в функции скорости сигналов датчика положения ротора, начиная со скорости двигателя $n_DV > 750$ об/мин. Сдвиг сигналов ДПР (в результате этого приводится только в двигательном режиме с целью уменьшения пульсаций динамического тока, возникающих при работе контура тока на повышенных скоростях и вызывающих дополнительный нагрев двигателя).

Как уже отмечалось, в двигателе создается максимальный момент с минимальными пульсациями, если угол между потоками статора и ротора находится в диапазоне $\Theta = 90^\circ \pm 30^\circ$. Этому режиму соответствует начальный угол открытия тиристоров $\beta_{\text{нач}} = 0^\circ$.

В вентильном электроприводе ЭПБ начальный угол открытия тиристоров устанавливается равным $\beta_{\text{нач}} = 30^\circ$ за счет синхронизации (совмещения по фазе) сигналов ДПР и фазных ЭДС двигателя путем поворота диска ДПР.

На рис. 5.28 приведены временные диаграммы фазных ЭДС двигателя и сигналов ДПР для двигательного режима с правым направлением вращения при $\beta_{\text{нач}} = 30^\circ$. На кривых фазных ЭДС точками отмечены моменты коммутации и выделены те участки, которые участвуют в работе на межкоммутационных интервалах.

При достижении двигателем максимальной скорости 1500 об/мин УФС дополнительно сдвигает угол открытия тиристоров на величину до 40° .

На рис. 5.29 приведены временные диаграммы момента двигателя при $I_DV = \text{const}$ и различных углах открытия тиристоров для двигательного режима работы с правым направлением вращения.

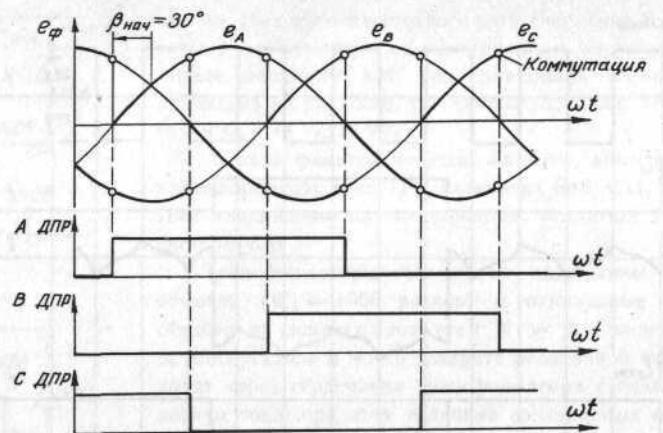


Рис. 5.28. Временные диаграммы фазных ЭДС и сигналов ДПР в двигательном режиме с правым направлением вращения

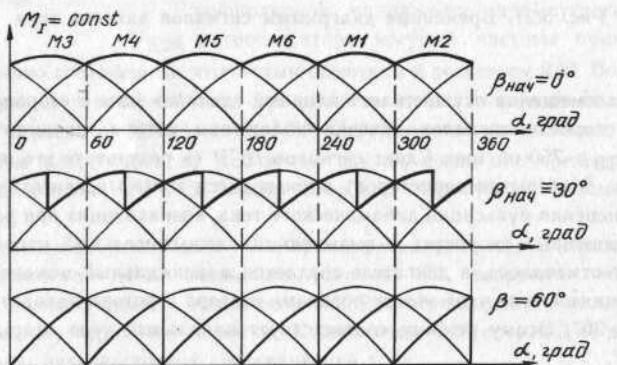


Рис. 5.29. Временные диаграммы момента вентильного двигателя при различных углах β

Как следует из рисунка, при сдвиге угла в сторону опережения происходит снижение среднего момента двигателя при неизменном токе.

Форма кривой суммарной ЭДС двигателя при изменении угла повторяет форму кривых момента, приведенных на рис. 5.29.

УФС состоит из следующих функциональных узлов:

- узла выделения коммутационных импульсов;
- узла формирования добавочных импульсов, длительность которых определяет дополнительный угол сдвига сигналов ДПР;

— логического узла сдвига сигналов ДПР путем прибавления к ним добавочных импульсов со стороны положительного фронта и вычитания добавочных импульсов со стороны отрицательного фронта.

Принципиальная схема узла выделения коммутационных импульсов приведена на рис. 5.30. Вырабатываемые схемой сигналы используются в УФС (инверсный сигнал \bar{U}_K) и в узле защиты (прямой сигнал U_K). Напомним, что коммутационные импульсы \bar{U}_{K1} и \bar{U}_{K2} для управления силовыми ключами вырабатываются в узле распределения импульсов.

Коммутационные импульсы формируются по каждому фронту переключения сигналов ДПР, длительность их определяется времязадающими элементами $C29$, $R86$, $C30$, $R87$ и составляет около 0,4—0,5 мс. Временная диаграмма работы узла выделения коммутационных импульсов приведена на рис. 5.31.

Принципиальная схема узла формирования добавочных импульсов приведена на рис. 5.32 и включает в себя:

- схему выделения модуля напряжения тахогенератора, выполненную на операционном усилителе $A12$;
- генератор пилообразного напряжения на элементах $C31$, $R85$, $V55$, $V56$;
- компаратор на операционном усилителе $A13$;
- схему выделения сигналов направления вращения ПР ВР, ЛВ ВР на элементах $V54$, $D13.2$;
- схему выделения двигательного и тормозного режимов на элементах $D13.1$, $D13.3$;
- схему разделения добавочных импульсов для правого и левого направлений вращения на элементах $D14.3$, $D14.4$, $D14.1$, $D14.2$.

Входными сигналами узла формирования добавочных импульсов являются напряжение тахогенератора U_{TG} , коммутационные импульсы \bar{U}_K , логические сигналы истинного направления момента ПР, ЛВ. Выходными являются две последовательности добавочных импульсов для правого и левого направлений вращения ДИ ПР, ДИ ЛВ. Заметим, что по функциональному признаку обе последовательности

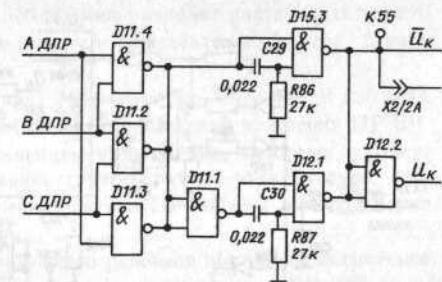


рис. 5.30. Узел выделения коммутационных импульсов

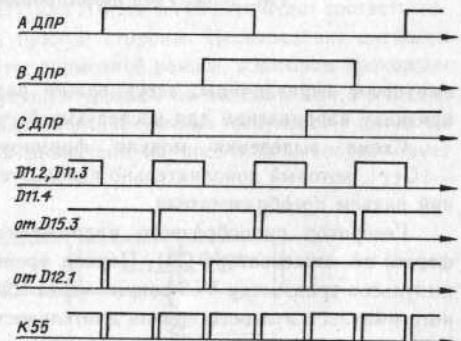


Рис. 5.31. Временные диаграммы сигналов узла выделения коммутационных импульсов

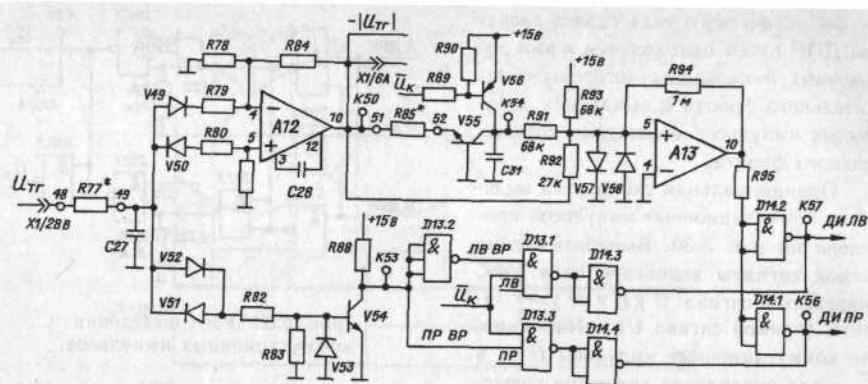


Рис. 5.32. Узел формирования добавочных импульсов

импульсов неразличимы, здесь важно разделение импульсов на два сигнала по признаку направлений для последующей схемы.

Схема выделения модуля формирует сигнал отрицательной полярности $-|U_{\text{TP}}|$, который дополнительно используется в узле защиты и выводится на внешний разъем преобразователя.

Генератор пилообразного напряжения формирует напряжение пилообразной формы на конденсаторе C31. Период времени между следованием коммутационных импульсов транзистор V56 закрыт через R90. При поступлении на R89 коммутационного импульса нулевого уровня длительностью 0,4—0,5 мс V56 открывается и происходит быстрый заряд конденсатора C31 до напряжения +15 В. После исчезновения \bar{U}_K C31 начинает разряжаться через транзистор V55, включенный по схеме с общей базой. Пренебрегая U_B транзистора, можно записать $I_3 \approx |U_{\text{TP}}|/R85$. Пренебрегая током базы транзистора, имеем $I_3 \approx I_K = I_{C31}$. Отсюда, используя соотношение между током конденсатора и напряжением на нем, получаем $I_{C31} = C31 \cdot (dU_{C31}/dt) = -|U_{\text{TP}}|/R85$, то есть наклон падающего участка (точнее, тангенс угла наклона) в импульсе пилообразного напряжения прямо пропорционален скорости. Такая зависимость наклона от скорости позволяет поддерживать форму пилообразного напряжения одинаковой при изменении скорости вращения, то есть при изменении длительности импульса пилообразного напряжения, которая определяется периодом следования коммутационных импульсов. Иными словами, в импульсе пилообразного напряжения происходит синхронное изменение его длительности и наклона падающего участка.

Пилообразное напряжение сравнивается на компараторе A13 с сигналами $-|U_{\text{TP}}|$ и смещением +15 В, причем номиналы резисторов R91, R92, R93 выбраны таким образом, что переключение компаратора начинает происходить только при $-|U_{\text{TP}}| = (27 \text{ к} / 68 \text{ к}) \cdot 15 \text{ В} \approx 6 \text{ В}$, что должно соответствовать $n_{\text{ДВ}} \approx 750 \text{ об/мин}$. При скорости $n_{\text{ДВ}} < 750 \text{ об/мин}$ на выходе компаратора положительное напряжение, поэтому добавочные импульсы ДИ ПР, ДИ ЛВ на выходах D14.1, D14.2 отсутствуют.

При изменении скорости от 750 об/мин до 1500 об/мин начинает расти длительность добавочных импульсов, а именно ею определяется дополнительный угол сдвига сигналов ДПР.

Схема выделения направлений формирует по полярности сигнала тахогенератора логические сигналы правого и левого направлений вращения ПР ВР, ЛВ ВР. Например, при положительном задающем напряжении, которому соответствует правое вращение двигателя, напряжение тахогенератора отрицательно, следовательно, транзистор V54 закрыт, а логический сигнал ПР ВР = 1, что совпадает с заданным направлением.

На схему выделения двигательного и тормозного режимов поступают логические сигналы направлений вращения ПР ВР, ЛВ ВР и направлений момента ПР, ЛВ. Если направление вращения совпадает с направлением момента — двигательный режим, если направления противоположны — тормозной.

На выходах D14.3 или D14.4 будут сигналы единичного уровня, не препятствующие прохождению добавочных импульсов ДИ ПР или ДИ ЛВ, если на их входах произойдет совпадение сигналов ПР ВР и ПР или ЛВ ВР и ЛВ, что будет соответствовать двигателю режиму в левую или правую стороны. Несовпадение сигналов ПР ВР и ПР или ЛВ ВР и ЛВ характеризует тормозной режим, в котором прохождение добавочных импульсов блокируется нулевым уровнем на выходах D14.3 и D14.4.

Временная диаграмма работы узла выделения добавочных импульсов и сигналов ДПР для правого направления вращения приведена на рис. 5.33 и соответствует

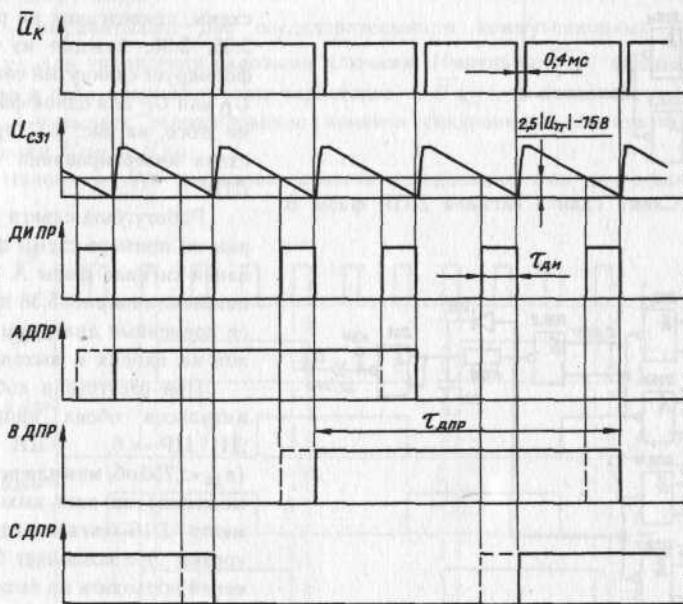


Рис. 5.33. Временные диаграммы сигналов узла выделения добавочных импульсов

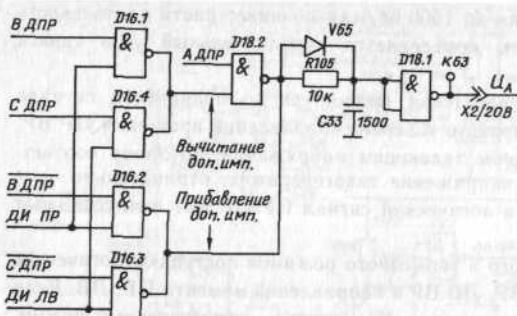


Рис. 5.34. Схема сдвига сигнала ДПР фазы А

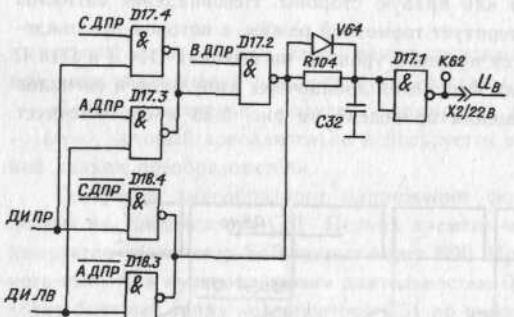


Рис. 5.35. Схема сдвига сигнала ДПР фазы В

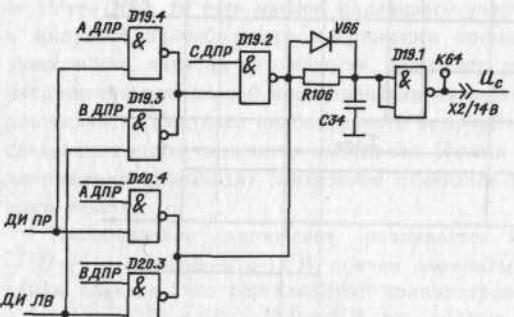


Рис. 5.36. Схема сдвига сигнала ДПР фазы С

дополнительному сдвигу угла открытия тиристоров (сдвигу по фазе сигналов ДПР) на величину $\beta_{\text{доп}} = 20^\circ$, полученную из соотношения $\beta_{\text{доп}} = 180^\circ / (\tau_{\text{ДИ}} / \tau_{\text{ДПР}})$.

Коммутационные импульсы \bar{U}_K заводятся на входы D13.1 и D13.3 для синхронизации отрицательного фронта добавочных импульсов с фронтами сигналов ДПР.

Сдвиг осуществляется путем прибавления к единичным импульсам сигналов А ДПР, В ДПР, С ДПР добавочных импульсов ДИ со стороны положительного фронта и вычитания их из импульсов сигналов ДПР со стороны отрицательного фронта.

Схемная реализация узла включает в себя три идентичные схемы, приведенные на рис. 5.34, 5.35, 5.36, каждая из которых формирует сдвинутый сигнал U_A , U_B или U_C для одной фазы. Кроме этого, на рис. 5.37 приведена схема инвертирования сигналов ДПР.

Работу узла сдвига рассмотрим на примере схемы формирования сигнала фазы А U_A . Для пояснения на рис. 5.38 приводятся временные диаграммы сигналов на входах и выходе схемы.

При отсутствии добавочных импульсов обоих направлений ДИ ПР = 0, ДИ ЛВ = 0 ($n_{\text{дв}} < 750$ об/мин или режим торможения) на всех выходах элемента D16 сигнал единичного уровня. Это позволяет без изменений проходить на выход сигналу А ДПР, то есть в этом случае $U_A = A_{\text{ДПР}}$.

При правом направлении вращения ДИ ЛВ = 0. Это вызывает единичное состояние выходов D16.3 и D16.4, остальных сигналов схемы.

Если принять во внимание, что правое направление вращения соответствует прямому чередованию фаз сигналов ДПР, становится ясным, что для прибавления ДИ к переднему фронту импульса А ДПР его необходимо логически умножить на сигнал В ДПР, а для вычитания со стороны заднего фронта — логически умножить на сигнал В ДПР. При левом направлении вращения сигналы фаз В и С меняются местами относительно фазы А, что находит отражение во входных сигналах, логически умножаемых с сигналом ДИ ЛВ.

Цепочка из элементов V65, R105, C33 предназначена для исключения нулевого провала в импульсе сигнала U_A , который может появиться вследствие неперекрытия отрицательного фронта ДИ и положительного фронта сигнала А ДПР.

Узел распределения импульсов выполняет три основные функции:

- преобразует три сигнала ДПР U_A , U_B и U_C с длительностью импульсов 180° в шесть последовательностей импульсов длительностью 120° для управления тиристорами коммутатора;

- вырабатывает две последовательности коммутационных импульсов \bar{U}_{K1} и \bar{U}_{K2} для управления силовыми ключами. Импульсы \bar{U}_{K1} вызывают отключение ключа в цепи анодной группы тиристоров, а \bar{U}_{K2} — в катодной;

- вызывает реверсирование момента синхронного двигателя по логическим сигналам $U_{\text{ПР}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$:

- Напомним, что последовательность чередования фаз двигателя (прямая или

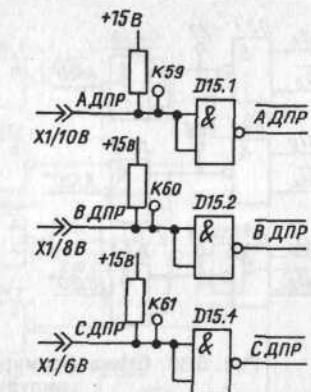


Рис. 5.37. Схема инвертирования сигналов ДПР

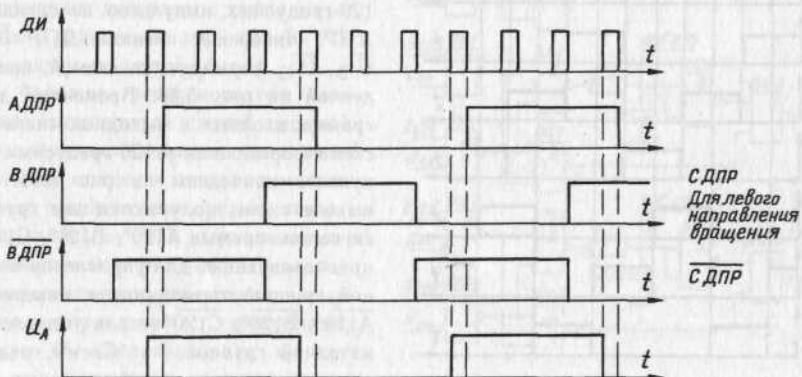


Рис. 5.38. Временные диаграммы сигналов схемы сдвига

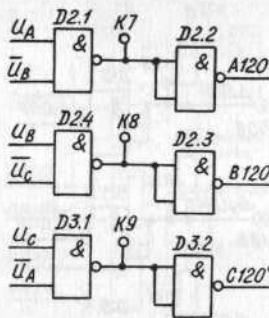


Рис. 5.39. Схема формирования 120-градусных импульсов

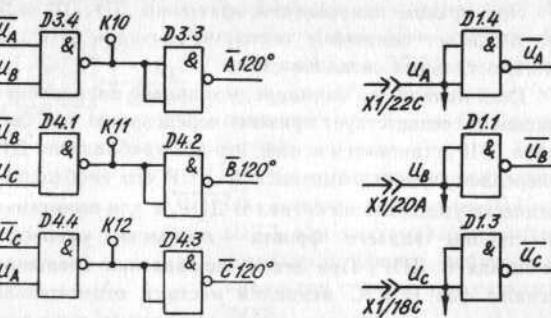


Рис. 5.40. Схема инвертирования выходных сигналов УФС

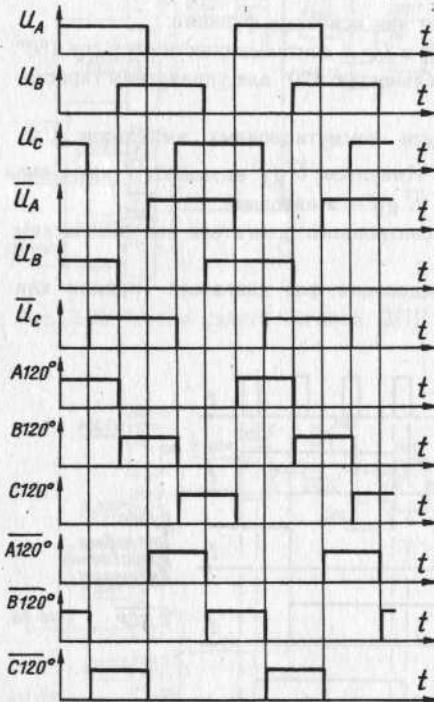


Рис. 5.41. Временные диаграммы сигналов схемы формирования 120-градусных импульсов

обратная) определяется только входными сигналами ДПР, чередование фаз которых, в свою очередь, определяется направлением вращения ротора.

При смене логических сигналов $U_{\text{ПР}}$ и $U_{\text{ЛВ}}$ происходит переключение импульсов на противофазные относительно предыдущих тиристоров коммутатора, а последовательность чередования фаз двигателя сохраняется.

На рис. 5.39 приведена схема формирования шести последовательностей 120-градусных импульсов из сигналов ДПР. Инверсные сигналы ДПР \bar{U}_A , \bar{U}_B , \bar{U}_C формируются схемой, приведенной на рис. 5.40. Временные диаграммы входных и выходных сигналов схемы формирования 120-градусных импульсов приведены на рис. 5.41. На выходе схемы получаются две группы сигналов: прямые $A120^\circ$, $B120^\circ$, $C120^\circ$, предназначенные для управления анодной группой тиристоров, и инверсные $A\bar{120}^\circ$, $B\bar{120}^\circ$, $C\bar{120}^\circ$ — для управления катодной группой. Схемы, реализующие функции реверсирования момента и выделения коммутационных импульсов, приведены на рис. 5.42 и

на рис. 5.43 соответственно для анодной и катодной групп тиристоров коммутатора.

Выходные импульсы $120^\circ V13$... $120^\circ V18$ служат для управления соответствующими тиристорами коммутатора, а импульсы \bar{U}_{K1} и \bar{U}_{K2} — для управления силовыми ключами в цепях соответствующих групп. Схемы состоят из шести идентичных каналов, каждый из которых управляет своим тиристором и формирует для него коммутационный импульс. Коммутационные импульсы от каждого канала с помощью монтажной логики объединяются по признаку принадлежности к группе — анодной или катодной.

В канале управления тиристором $V13$ элементы D5.1, D6.4, D6.3 участвуют в операции реверсирования момента, а времязадающая цепочка R22, C9 с элементами D5.2, D11.1, D11.2 формирует коммутационный импульс. Причем схема построена таким образом, что управляющий импульс поступает на тиристор с задержкой, равной длительности коммутационного импульса. Временные диаграммы сигналов в канале управления тиристором $V13$ приведены на рис. 5.44.

Функция реверсирования момента выполняется схемой следующим образом. Напомним, что максимальный момент в синхронном двигателе возникает при среднем значении угла $\Theta_{\text{ср}} = 90^\circ$ в диапазоне изменения угла $\Theta = 90^\circ \pm 30^\circ$. В этом режиме, соответствующем начальному углу управления тиристорами $\theta_{\text{нач}} = 0^\circ$, реверсирование момента осуществляется переключением потока статора на угол $2\Theta_{\text{ср}} = 180^\circ$, что производится вводом в работу

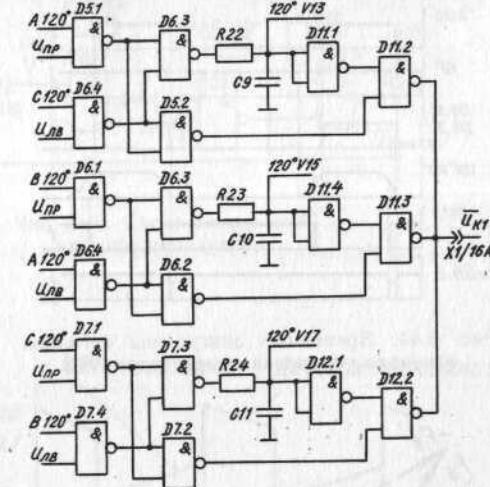


Рис. 5.42. Схема формирования управляющих и коммутационных импульсов для тиристоров анодной группы

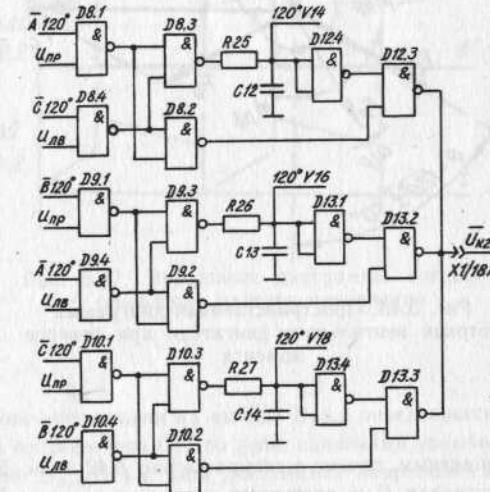
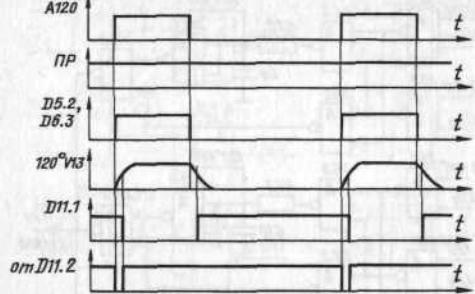


Рис. 5.43. Схема формирования управляющих и коммутационных импульсов для тиристоров катодной группы



противофазных тиристоров коммутатора относительно предыдущих, участвующих в работе.

В электроприводе ЭПБ1 $\theta_{\text{нач}} = 30^\circ$, поэтому $\Theta_{\text{ср}} = 120^\circ$ в диапазоне изменения угла $\Theta = 120^\circ \pm 30^\circ$. В этом случае для реверса момента необходимо переключить поток статора на угол $2\Theta_{\text{ср}} = 240^\circ$ симметрично относительно направления потока ротора. Пространственная диаграмма потоков статора при реверсе для этого режима приведена на рис. 5.45, а направление потока ротора соответствует $\Theta = \Theta_{\text{ср}} = 120^\circ$. Номера потоков статора для различных состояний коммутатора приведены одинаковыми с рассматривавшимися ранее. Поток F_6 создает момент $M_{\text{ПР}}$ в двигательном режиме работы, а поток F_2 создает момент $M_{\text{ЛВ}}$ в тормозном режиме.

Ротор вращается в правом направлении.

Для реверса момента направление потока статора должно измениться на симметричное относительно направления потока ротора, соответствующего $\Theta_{\text{ср}} = 120^\circ$.

В табл. 5.3 поставлены в соответствие 120-градусные сигналы ДПР, тиристоры, находящиеся в проводящем состоянии под действием этих сигналов, и потоки статора, вызванные проводящим состоянием тиристоров для правого направления вращения ротора. Если сопоставить колонку с проводящими тиристорами при $\Theta_{\text{ср}} = 120^\circ$ и колонку сигналов ДПР, становится

Рис. 5.45. Пространственная диаграмма потоков вентильного двигателя при реверсе момента

понятным, почему в схемах на рис. 5.42 и рис. 5.43 на входы элементов с логическим сигналом $U_{\text{ЛВ}}$ поступают указанные сигналы ДПР.

Генератор частоты наполнения. Для прохождения через импульсные трансформаторы сигналы управления тиристорами $120^\circ V13 \dots 120^\circ V18$ модулируются частотой наполнения $f_{\text{нап}} = 15 \dots 20$ кГц. Схема генератора частоты наполнения приведена на

рис. 5.46. На выходе генератора получаем две взаимно инверсные последовательности импульсов: $U_{\text{нап}}$ используется для модуляции сигналов управления тиристорами, а $U_{\text{контр}}$ — для контроля работы генератора узлом защиты.

Временные диаграммы сигналов в различных точках схемы, поясняющие механизм генерации, приведены на рис. 5.47. Как следует из диаграмм, длительность единичного уровня на выходе D14.2 определяется элементами R29, C16 в процессе заряда конденсатора C16 по цепи: единичный уровень $U_{\text{вых}} D14.2$, R29, C16, нулевой уровень $U_{\text{вых}} D14.1$. Как только напряжение на C16 достигнет уровня, воспринимаемого элементом D14.2 как единичный, выход D14.2 перейдет в нулевое состояние, а выход D14.1 в единичное, которое обеспечивается током заряда конденсатора C17.

При таких состояниях выходов D14.1 и D14.2 цепочка C16, R29 приобретает характер дифференцирующей, поэтому на входе D14.2 напряжение скачком увеличивается до единичного уровня, а цепочка R28, C17 начинает работать как интегрирующая.

Таким образом, длительность единичного уровня на выходе D14.1 определяется элементами R28, C17 во время заряда конденсатора C17 по цепи: единичный уровень $U_{\text{вых}} D14.1$, R28, C17, нулевой уровень $U_{\text{вых}} D14.2$. При достижении напряжением на конденсаторе C17 величины, воспринимаемой элементом D14.1 как единичная, выход D14.1 перейдет в нулевое состояние, а выход D14.2 — в единичное за счет

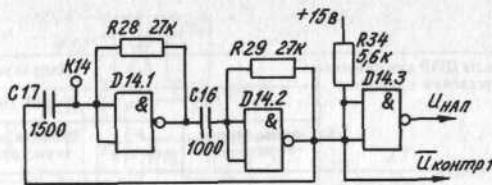


Рис. 5.46. Схема генератора частоты наполнения

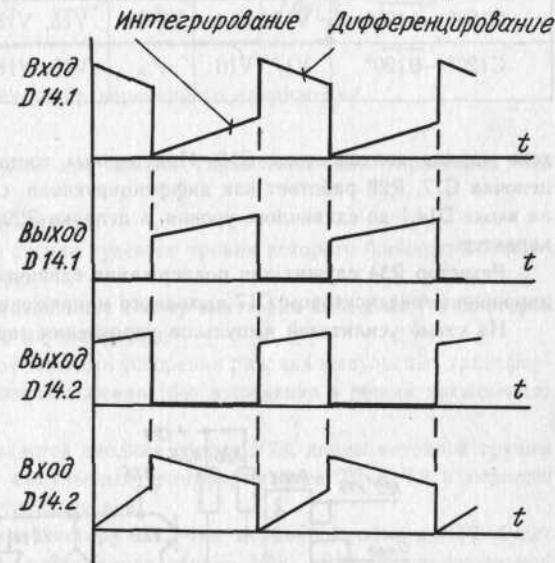


Таблица 5.3

Сигналы ДПР для правого направления вращения	Направление момента					
	ПР		ЛВ ($\Theta_{cp}=90^\circ$)		ЛВ ($\Theta_{cp}=120^\circ$)	
	проводящие тиристоры	F статора	проводящие тиристоры	F статора	проводящие тиристоры	F статора
A120°— <u>B120°</u>	V13, V16	F_6	V15, V14	F_3	V15, V18	F_2
A120°— <u>C120°</u>	V13, V18	F_1	V17, V14	F_4	V15, V14	F_3
B120°— <u>C120°</u>	V15, V18	F_2	V17, V16	F_5	V17, V14	F_4
B120°— <u>A120°</u>	V15, V14	F_3	V13, V16	F_6	V17, V16	F_5
C120°— <u>A120°</u>	V17, V14	F_4	V13, V18	F_1	V13, V16	F_6
C120°— <u>B120°</u>	V17, V16	F_5	V15, V18	F_2	V13, V18	F_1

тока заряда конденсатора С16. При данных состояниях выходов D14.1 и D14.2 цепочка С17, R28 работает как дифференцирующая, скачком увеличивая напряжение на входе D14.1 до единичного уровня, а цепочка R29, С16 носит уже интегрирующий характер.

Резистор R34 служит для поддержания единичного уровня во время дифференцирования конденсатором C17 выходного напряжения D14.2.

На схеме усилителей импульсов управления тиристорами и импульсных транс-

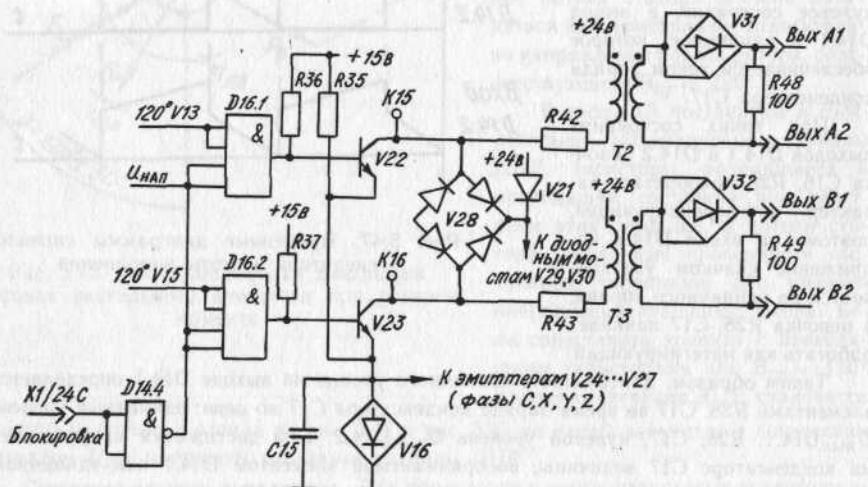


Рис. 5.48. Схема усилителей импульсов управления тиристорами

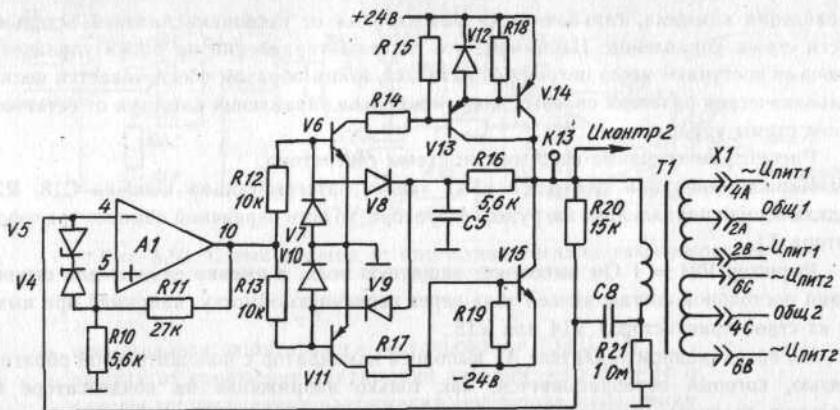


Рис. 5.49. Генератор переменного напряжения

форматоров (рис. 5.48) приведены два канала управления: для тиристоров V13 и V15.

Общими для всех каналов являются:

- элемент D14.4, выходной сигнал нулевого уровня которого блокирует поступление импульсов на все тиристоры;
 - элементы R35, V16, C15, создающие подпор эмиттерам выходных транзисторов величиной 1...2 В для надежного их запирания;
 - стабилитрон V21, используемый для ускорения разряда импульсных трансформаторов с целью передачи ими без искажения (без вхождения в режим насыщения) высокой частоты наполнения.

Общей для двух каналов является диодная сборка V28, диоды катодной группы которой создают цепь разряда импульсных трансформаторов T2 и T3 в периоды закрытого состояния выходных транзисторов.

Например, при закрытии транзистора V22 ток первичной обмотки T2 будет замыкаться по цепи: R42, анод—катод диода сборки V28, V21, начало первичной обмотки. Время спада тока в обмотке определяется напряжением пробоя стабилитрона V21.

Диодные сборки V31 и V32 служат для пропускания на управляющие электроды тиристоров импульсов только положительной полярности. Резисторы R48, R49 создают нулевое падение напряжения на управляющих электродах тиристоров в периоды отрицательных импульсов на выходе импульсных трансформаторов, когда диоды сборок V31, V32 закрыты.

На элементах D16.1, D16.2 осуществляется модуляция «широких» импульсов 120° V13, 120° V15 частотой наполнения $U_{\text{нап}}$. Частота наполнения и сигнал **БЛОКИРОВКА** поступают на все шесть каналов и связаны между собой монтажной логикой.

Генератор переменного напряжения с высокочастотным трансформатором (рис. 5.49) предназначен для создания индивидуальных источников питания блоков

управления ключами, гальванически развязанных от источника питания остальной части схемы управления. Напомним, что сигналы управления на блоки управления ключами поступают через оптронную развязку, таким образом обеспечивается полная гальваническая развязка силовых ключей и блоков управления ключами от остальной части схемы управления.

Рассмотрим основные особенности схемы генератора.

Период генерации ($f_{ГПН} \approx 5$ кГц) задает интегрирующая цепочка С18, R20, подключенная параллельно нагрузке генератора, то есть первичной обмотке трансформатора Т1.

Резистор $R21 = 1$ Ом выполняет защитную роль, а именно служит для ограничения постоянной составляющей тока через первичную обмотку, например при выходе из строя транзисторов $V14$ или $V15$.

На операционном усилителе A1 выполнен компаратор с положительной обратной связью, который перебрасывается, как только напряжение на конденсаторе C8 превысит величину, равную сумме напряжения пробоя одного из стабилитронов, V4 или V5, и встречного направленного напряжения на резисторе R10. То есть условие переключения компаратора выглядит $|U_{C8}| \geq U_{\text{ПРУ4}}(U_{\text{ПРУ5}}) + |U_{R10}|$.

Изменение полярности выходного напряжения усилителя A1 приводит к мгновенному закрытию транзисторов того канала, который находился в работе. Например, если находился в работе канал положительной полярности, то есть транзисторы V6, V13, V14 были открыты и к первичной обмотке трансформатора прикладывалось напряжение +24 В, то при переключении A1 в отрицательную полярность по цепи: анод—катод V7, R12, $-U_{A1}$ мгновенно закроется транзистор V6, закрывая транзисторы V13 и V14.

Только после закрытия работающего канала может открыться канал другой полярности. Это обеспечивается элементами R16, C5, V8, V9.

В нашем примере, хотя на выходе A1 появилось отрицательное напряжение, канал отрицательной полярности находится в закрытом состоянии по цепи: +24 В, закрывающийся транзистор V14, R16, C5, V9, V10. Только после окончательного закрытия V14 с небольшой задержкой за счет конденсатора C5 откроется отрицательным напряжением A1 транзистор V11, открывая транзистор V15. К первичной обмотке трансформатора будет приложено напряжение -24 В, а конденсатор C8 начнет перезаряжаться. Таким образом, блокирующая цепь R16, C5, V8, V9 исключает одновременное открытие выходных транзисторов V14, V15 и, как следствие, броски тока между ними.

Частота выходного напряжения генератора может находиться в пределах 3...7 кГц, амплитуда напряжения первичной обмотки составляет 24 В, амплитуда фазного напряжения вторичной обмотки — 6...8 В, а каждая двухфазная обмотка питает свой блок управления ключом.

Узел защит, блокировки и готовности электропривода. В электроприводе ЭПБ предусмотрены следующие виды защит от аварийных ситуаций:

- защита от отсутствия сигнала тахогенератора (ЗАЩ ТГ);
 - защита от превышения допустимой температуры силовых ключей (например, при пропадании вентиляции) и обмотки синхронного двигателя (тепловая защита ЗАЩ Т₀);

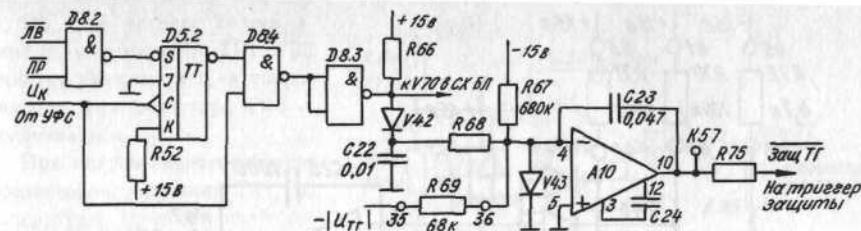


Рис. 5.50. Схема защиты от отсутствия сигнала тахогенератора

- времятоковая защита блока регулирования (ЗАШ It);
 - защита от понижения напряжений питания +15 В, +24 В;
 - защита от пропадания напряжения генератора наполнения;
 - защита от пропадания напряжения ГПН.

Первые четыре защиты конструктивно размещены в БУ1, последние две — в БУ2. Все виды защиты воздействуют на триггер защиты, находящийся в БУ1. Выходной сигнал триггера защиты поступает на схему блокировки и схему готовности электропривода, первая из которых выполнена в БУ1, а вторая в БУ2.

Схема защиты от отсутствия сигнала тахогенератора (рис. 5.50) основана на сравнении модуля сигнала тахогенератора $-|U_{TG}|$ со средним значением напряжения коммутационных импульсов U_{C22} , выделяемым на конденсаторе С22. Сравнение сигналов производится интегратором, выполненным на операционном усилителе А10. Интегратор обеспечивает задержку по времени срабатывания, необходимую в связи с пульсирующим характером напряжения U_{C22} , особенно на малых скоростях.

В исходном состоянии, то есть при нулевой скорости либо при равенстве сигналов $U_{C22}=|U_{Tf}|$, выходное напряжение интегратора положительно за счет смещения от напряжения -15 В через резистор $R67$.

Если вал двигателя вращается, что контролируется по наличию среднего напряжения коммутационных импульсов U_{C22} , а сигнал тахогенератора отсутствует $|U_{TG}|=0$, то при возрастании скорости до величины, при которой выполнится условие $U_{C22} > 15$ В ($R68/R67 \approx 1.5$ В), выходное напряжение интегратора начнет уменьшаться. Как только выходное напряжение станет отрицательным, уровень логического сигнала ЗАЩ ТГ будет восприниматься как нулевой, что приведет к срабатыванию триггера защиты.

Единичный уровень коммутационных импульсов на выходе D8.3 во время заряда конденсатора С22 дополнительно поддерживается напряжением +15 В через резистор R66. Диод V42 препятствует разряду конденсатора С22 через выход D8.3 в периоды нулевого уровня напряжения. Разряд конденсатора С22 происходит только через резистор R68 с постоянной времени 0,68 мс.

Коммутационные импульсы с выхода D8.3 дополнительно используются в схеме блокировки для исключения режима свободного выбега двигателя во время исчезновения сигнала «разрешение работы» при вращающемся двигателе.

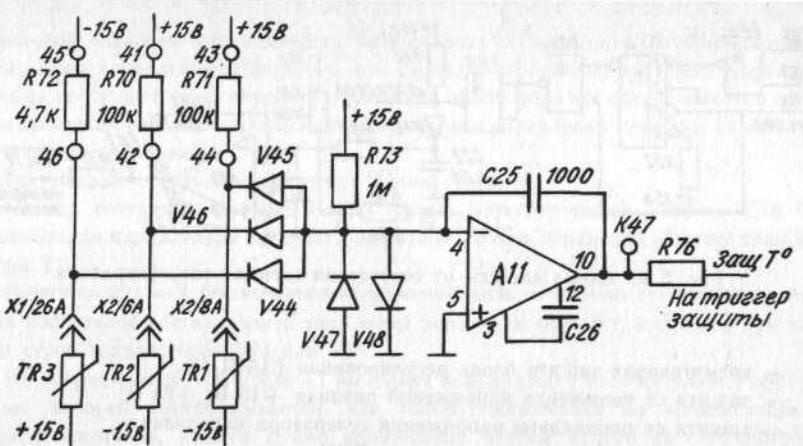


Рис. 5.51. Схема тепловой защиты двигателя и силовых ключей

Элементы D8.2, D5.2, D8.4 введены в схему защиты для исключения прохождения на схему сравнения первого коммутационного импульса после изменения направления момента. Это предотвращает ложное срабатывание защиты, когда скорость двигателя близка к нулю, а ротор находится в таком положении, что возможно «сканирование» по фронту одного из сигналов ДПР, например при вибрации ротора.

Инверсный выход триггера D5.2 устанавливается в единичное состояние, разрешающее прохождение коммутационных импульсов на схему сравнения по отрицательному фронту коммутационного импульса на входе *C* и комбинации входов *J* = 0, *K* = 1. Установка инверсного выхода триггера в нулевое (запрещающее) состояние производится сигналом *S* = 0, который формируется элементом D8.2 при каждом изменении направления момента за счет паузы, во время которой отсутствуют оба логических сигнала направления: ПР = 0, ЛВ = 0.

Поэтому после каждого изменения направления момента первый коммутационный импульс своим отрицательным фронтом устанавливает выход триггера D5.2 в единичное состояние, обеспечивая этим условие для прохождения на схему сравнения последующим коммутационным импульсам.

Схема защиты от превышения допустимой температуры силовых ключей и обмотки синхронного двигателя приведена на рис. 5.51.

Терморезисторы TR1 и TR2 силовых ключей и терморезистор TR3 двигателя образуют делители напряжения с резисторами R71, R70 и R72 и имеют в холодном состоянии сопротивление соответственно 400...800 кОм и 200...300 Ом. Поэтому в исходном состоянии диоды V45, V46, V44 запреты положительным потенциалом делителей величиной около 7...12 В. Во входной цепи интегратора A11 протекает ток по цепи: +15 В, R73, V48. От положительного падения напряжения на диоде V48 интегратор находится в насыщении с отрицательной полярностью выходного напряжения.

По мере нагрева сопротивление терморезисторов TR1, TR2 начинает уменьшаться, а сопротивление терморезистора TR3 — увеличиваться.

При нагреве одного из терморезисторов, например TR1, до температуры, превышающей допустимую, потенциал делителя TR1, R71 становится отрицательным. Создается цепь протекания тока: V47, V45, TR1, —15 В. Отрицательное падение напряжения на диоде V47 переводит интегратор в режим насыщения с положительной полярностью выходного напряжения, логический сигнал ЗАЩ Т° приобретает единичный уровень, приводящий к срабатыванию триггера защиты.

Времяточная защита преобразователя (рис. 5.52) построена на интеграторе, выполненном на операционном усилителе A9, который интегрирует разность между опорным сигналом (+15 В, R63) и сигналом модуля датчика тока ($-|U_{DT}|$, R64).

При $|U_{DT}| < 15$ В ($R64/R63 \approx 4$) выходное напряжение интегратора отрицательно, диод V41 заперт, резистором R65 обеспечивается нулевой уровень логическому сигналу ЗАЩ *It*.

При $|U_{DT}| > 4$ В, что соответствует для двигателя 4CX2П100L8 $I_{дв} > 1,4I_{ном}$, выходное напряжение интегратора плавно изменяется в область положительной полярности. При достижении выходным напряжением уровня, воспринимаемого как единичный логический сигнал, произойдет срабатывание триггера защиты.

Необходимо иметь в виду, что времяточная защита не должна срабатывать в динамических режимах пуска и торможения двигателя, когда сигнал модуля датчика тока достигает величины 6,5 В. В этом случае время перехода интегратора из режима насыщения с отрицательной полярностью выходного напряжения ($U_{вых} \approx -14$ В) до уровня логической единицы ($U_{вых} \approx 7$ В)

$$t_i = R63 \cdot C20 \frac{\Delta U_{вых}}{|U_{DT}| \frac{R63}{R64} - 15 \text{ В}} \approx 500 \text{ мс}$$

должно превышать время разгона-торможения двигателя.

Схема защиты (рис. 5.53) от пропадания напряжений $U_{контр1}$ и $U_{контр2}$ генератора наполнения и генератора переменного напряжения состоит из двух аналогичных каналов. Конденсаторы C18, C21 выделяют переменную составляющую напряжений генераторов. Положительные полуволны переменной составляющей через диоды V18, V9 поступают на RC-фильтры C19, R32 и C20, R31. Сглаженное напряжение фильтров создает на входах элемента D15.4 логические сигналы единичного уровня ($U_{C19} \approx 10$ В), $U_{C20} \approx 13$ В.

Диоды V17, V20 образуют цепь для протекания тока, в периоды отрицательных полуволн переменной составляющей, обеспечивая этим перезаряд конденсаторов C18, C21.

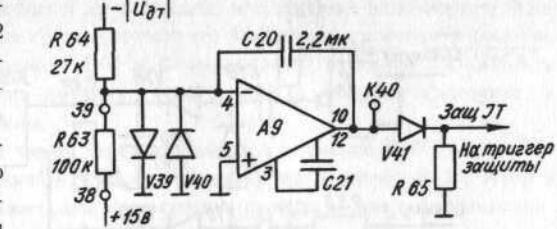


Рис. 5.52. Схема времяточной защиты преобразователя

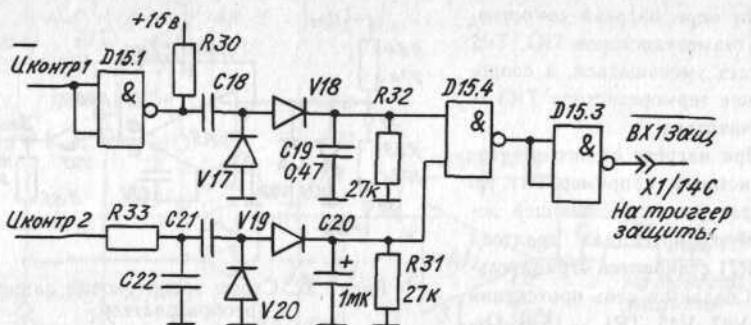


Рис. 5.53. Схема контроля напряжений генератора наполнения и ГПН

Напряжением +15 В через резистор R20 поддерживается единичный уровень напряжения на выходе D15.1 во время заряда конденсатора C18.

Элементы R33, C21 обеспечивают снижение амплитуды напряжения $U_{\text{контр}2}$ с 24 В до 15 В.

При наличии напряжений обоих генераторов на выходе схемы формируется логический сигнал $\overline{BX1 \text{ ЗАЩ}}$ единичного уровня.

Кроме этого за счет конденсатора C20 схема выполняет дополнительную функцию, формируя при включении питания нулевой импульс длительностью около 25 мс, которым производится начальная установка триггера защиты.

Выходные логические сигналы перечисленных выше схем защищ поступают на схему триггера защиты (рис. 5.54). Причем логические сигналы $\overline{\text{ЗАЩ } It}$, $\overline{\text{ЗАЩ } T^\circ}$, $\overline{\text{ЗАЩ } TG}$ объединяются на входе установки триггера (элемент D9.1) с помощью элементов D9.4, D9.3 и монтажной логики. Кратковременное появление любого из названных сигналов приводит к срабатыванию триггера, то есть появлению на выходе D9.2 нулевого уровня.

Срабатывание триггера индицируется загоранием светофиода V57 $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$ и сопровождается поступлением на схемы блокировки и готовности логических сигналов $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$ и $\overline{BX1 \text{ ЗАЩ}}$. Это выполняется элементами D10.1, D10.2, D10.3.

Сброс триггера в исходное состояние производится путем замыкания внешним контактом входа СБР $\overline{\text{ЗАЩ}}$ с общей шиной питания.

Логический сигнал $\overline{BX1 \text{ ЗАЩ}}$ от схемы контроля напряжений генераторов поступает на сбросовый вход триггера и вход элемента D10.1, причем состояние триггера этим сигналом не изменяется. Нулевой уровень сигнала $\overline{BX1 \text{ ЗАЩ}}$ воздействует на вход элемента D10.1, приводя к загоранию светофиода V57 и формированию сигналов $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$ и $\overline{BX1 \text{ ЗАЩ}}$.

Такое же воздействие на схему оказывает защита от понижения напряжения +15 В, выполненная на делителе из резисторов R108, R107 и пороговом элементе, в качестве которого используется вход элемента D10.1. В исходном состоянии напряжение делителя около 7,5 В принимается элементом D10.1 за единичный логический уровень.

Если напряжение +15 В снизится до величины, при которой напряжение делителя станет меньше 7 В, то элемент D10.1 примет его за нулевой логический уровень, что приведет к загоранию светофиода V57 и формированию сигналов $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$ и $\overline{BX1 \text{ ЗАЩ}}$. При восстановлении питания схема придет в исходное состояние, а привод выйдет на заданный режим.

Аналогичное воздействие на схему через второй вход элемента D10.1 оказывает защита от понижения напряжения +24 В, выполненная на делителе R110, R109 и конденсаторе C35, который служит для фильтрации пульсаций нестабилизированного напряжения +24 В.

На схему блокировки привода (рис. 5.55) поступают два внешних управляющих сигнала: разрешение работы (РР), аварийная блокировка (АВ БЛ) и один внутренний — $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$.

Выходными логическими сигналами схемы блокировки являются:

- сигнал БЛОКИРОВКА, запрещающий поступление управляющих импульсов на тиристоры;

- сигнал блокировка ключей ($\overline{BL \text{ КЛ}}$), приводящий оба силовых ключа в закрытое состояние;

- сигнал блокировка регулятора скорости ($\overline{BL \text{ РС}}$), вызывающий шунтирование выходного напряжения регулятора скорости.

При срабатывании одной из рассмотренных выше защит или по сигналу «сброс защиты» схемой защиты формируется сигнал $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$, приводящий к блокировке тиристоров, силовых ключей и регулятора скорости, причем через диод V20 сигнал $\overline{\text{ЗАЩИТА}}$ непосредственно производит блокировку ключей: на случай, если по причине какой-либо неисправности в БУ2 сигнал БЛОКИРОВКА занулится.

При включении питания исправного привода он находится в блокированном со-

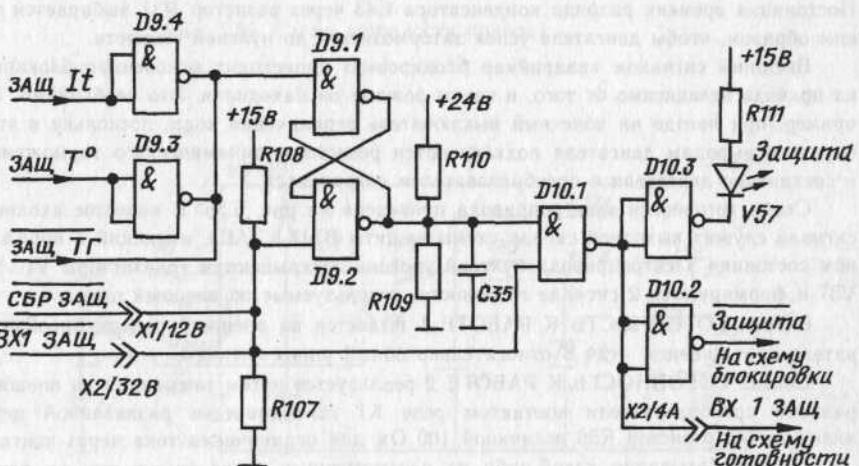


Рис. 5.54. Схема триггера защиты

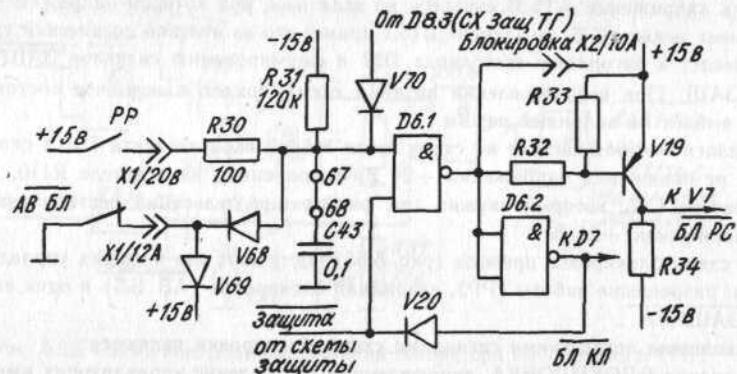


Рис. 5.55. Схема блокировки привода

стоянии до поступления сигнала PP. При этом напряжением -15 В через резистор R31 на входе элемента D6.1 обеспечивается уровень логического нуля. Поступление сигнала PP приводит привод в деблокированное состояние.

При использовании привода на станке в регулируемом режиме, когда останов подачи сопровождается одновременным снятием задающего напряжения и сигнала PP, для обеспечения нормального электрического торможения (исключения режима свободного выбега) на вход элемента D6.1 через диод V70 заводятся единичные коммутационные импульсы, заряжающие конденсатор C43, среднее напряжение которого поддерживает привод на время торможения в деблокированном состоянии. Постоянная времени разряда конденсатора C43 через резистор R31 выбирается таким образом, чтобы двигатель успел затормозиться до нулевой скорости.

Внешним сигналом «аварийная блокировка» происходит мгновенная блокировка привода независимо от того, в каком режиме он находился. Это необходимо, например, при наезде на конечный выключатель ограничения хода, поскольку в этом случае к выводам двигателя подключаются резисторы динамического торможения, а соединение двигателя с преобразователем сохраняется.

Схема готовности электропривода приведена на рис. 5.56. В качестве входного сигнала служит выходной сигнал схемы защиты ВЫХ1 ЗАЩ, имеющий в нормальном состоянии электропривода нулевой уровень. Открываются транзисторы V1...V3, V37 и формируются 2 сигнала готовности, используемые во внешней цепи.

Сигнал ГОТОВНОСТЬ К РАБОТЕ 1 выдается на внешний разъем преобразователя напряжением $+24$ В относительно общей шины питания.

Сигнал ГОТОВНОСТЬ К РАБОТЕ 2 реализуется путем замыкания на внешнем разъеме преобразователя контактом реле K1 гальванически развязанной цепи,ключающей резистор R56 величиной 100 Ом для ограничения тока через контакт.

При срабатывании какой-либо из рассмотренных выше защит или во время сброса защит сигнал ВЫХ1 ЗАЩ приобретает единичный уровень, вследствие чего оба сигнала готовности снимаются.

Блок управления ключом. Схема формирования питающих напряжений для блока управления ключом приведена на рис. 5.57. Высокочастотное ($f \approx 5$ кГц) двухфазное (относительно общей точки обмоток ОБЩ1) напряжение $U_{\text{пит}}$ величиной $6...8$ В поступает на схему с высокочастотного трансформатора, запитываемого генератором переменного напряжения. Схема формирует четыре уровня напряжений, отсчитываемых от шины 0 В, принятой за нулевую:

- нестабилизированное напряжение $+14$ В, которое получается путем выпрямления линейного напряжения обмоток тремя параллельно соединенными диодами V3...V5 и фильтрации конденсаторами C1, C2;

- нестабилизированное напряжение $+7$ В автоматически образуется в общей точке соединения обмоток, относительно которой происходит выпрямление и сглаживание фазных напряжений;

- нестабилизированное напряжение $+27$ В вырабатывается схемой удвоения линейного напряжения, выполненной на элементах C3, V6, V7, C5 и правом нижнем

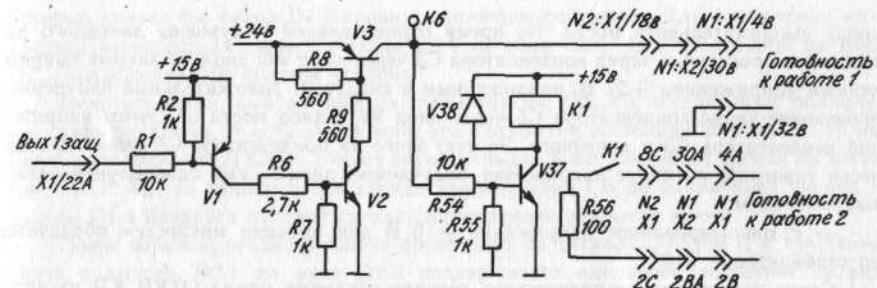


Рис. 5.56. Схема готовности привода

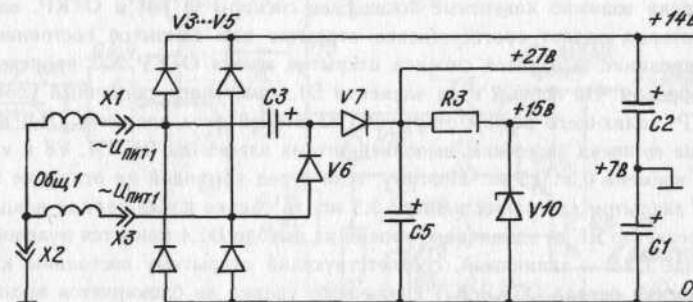


Рис. 5.57. Источник питания блока управления ключом

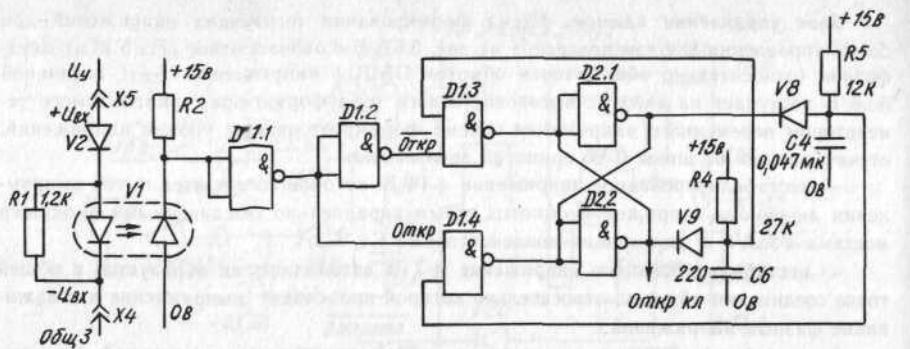


Рис. 5.58. Схема формирования сигнала открытия-закрытия ключа

диоде выпрямительного моста. Во время отрицательной полуволны линейного напряжения происходит заряд конденсатора С3 через диод V6; диод V7 открыт выпрямленным напряжением +27 В, приложенным к катоду. В положительный полупериод происходит заряд конденсатора С5 через диод V7 и диод моста от суммы напряжений конденсатора С3 и линейного. За счет этого на конденсаторе С5 имеем практически удвоенное линейное напряжение, получаемое, однако, уже однополупериодным выпрямлением;

— стабилизированное напряжение +15 В для питания микросхем образуется на стабилитроне V10.

Схема формирования логического сигнала открытия ключа ОТКР КЛ из логического сигнала управления U_y приведена на рис. 5.58. Схема обеспечивает гальваническую развязку сигнала U_y через оптрон V1. Шунтирующий резистор R1 служит для ограничения тока через светодиод оптрана до номинального значения. Диод V2 не пропускает на светодиод напряжение логического нуля (около 0,5 В) сигнала U_y . Элементы D1.1 и D1.2 формируют из напряжения делителя на резисторе R2 и фотодиоде оптрана взаимно инверсные логические сигналы ОТКР и $\overline{\text{OTKP}}$, единичный уровень которых задает соответственно открытые или закрытые состояния ключа.

Формирование выходного сигнала открытия ключа ОТКР КЛ происходит следующим образом. На первый вход элемента D1.4 поступает единичный уровень сигнала ОТКР, задающего режим открытия. На второй вход элемента D1.4 поступает напряжение со звена задержки, выполненного на элементах R5, C4, V8 и имеющего выдержку времени 0,3...0,5 мс. Поэтому, если перед командой на открытие ключ находился в закрытом состоянии меньше 0,3 мс, то только после заряда конденсатора С4 через резистор R5 до единичного уровня на выходе D1.4 появится нулевой сигнал, а на выходе D2.2 — единичный, соответствующий открытому состоянию ключа.

Логический сигнал ОТКР КЛ единичного уровня не блокируется выходом элемента D1.3, находящимся также в единичном состоянии за счет нулевого сигнала ОТКР.

Появление логической единицы на выходе D2.2 и соответственно на входе D2.1

приводит к появлению логического нуля на выходе D2.1. Конденсатор С4 разряжается через диод V8 и выход D2.1, подготавливаясь к следующему отсчету выдержки времени. На второй вход элемента D1.4 с конденсатором С4 поступает нулевой уровень, который привел бы выход D1.4 снова в единичное состояние. Это исключает перекрестная связь с выхода D2.1 на вход D2.2, за счет которой на входе D2.2 поддерживается логический нуль.

Сигнал ОТКР КЛ будет иметь единичный уровень до тех пор, пока на вход D1.3 не поступит логический сигнал $\overline{\text{OTKP}} = 1$, задающий закрытое состояние ключа. Логический нуль на выходе D1.3 приводит к появлению логической единицы на выходе D2.1 (выход D1.4 за счет сигнала $\overline{\text{OTKP}} = 0$ находится в единичном состоянии, поэтому не блокирует выход D2.1), которая запускает выдержку времени (R5, С4), производящую отсчет времени пребывания ключа в закрытом состоянии.

Единичный уровень на выходе D2.1 (соответственно на входе D2.2) приводит к логическому нулю на выходе D2.2 ($\overline{\text{OTKP}} \text{ КЛ} = 0$), что означает закрытое состояние ключа.

На второй вход элемента D1.3 поступает нулевой уровень с конденсатора С6, который привел бы выход D1.3 снова в единичное состояние. Для исключения этого введена перекрестная связь с выхода D2.2 на вход D2.1, за счет которой на входе D2.1 поддерживается нулевой уровень.

Звено задержки, выполненное на элементах R4, С6, V9, обеспечивает полноценное открытие ключа, то есть нахождение его в открытом состоянии не менее 6...10 мкс. Если после сигнала ОТКР = 1 через время меньшее 6 мкс поступает сигнал на закрытие $\overline{\text{OTKP}} = 1$, то только после заряда конденсатора С6 до единичного уровня на выходе D1.3 появится нулевой сигнал, вызывающий закрытие ключа.

Таким образом, открытие ключа происходит по сигналу ОТКР = 1, а триггерная связь с выхода D2.1 на вход D2.2 поддерживает единичное состояние сигнала ОТКР КЛ; закрытие ключа происходит по сигналу $\overline{\text{OTKP}} = 1$, а дальнейшее поддер-

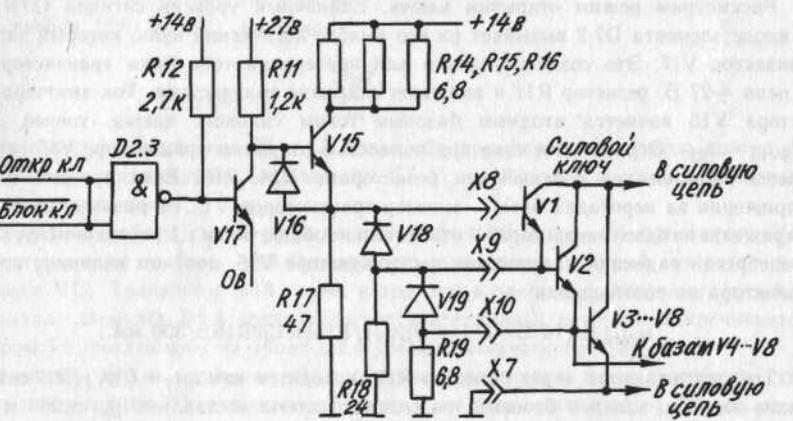


Рис. 5.59. Выходной каскад управления силовым ключом

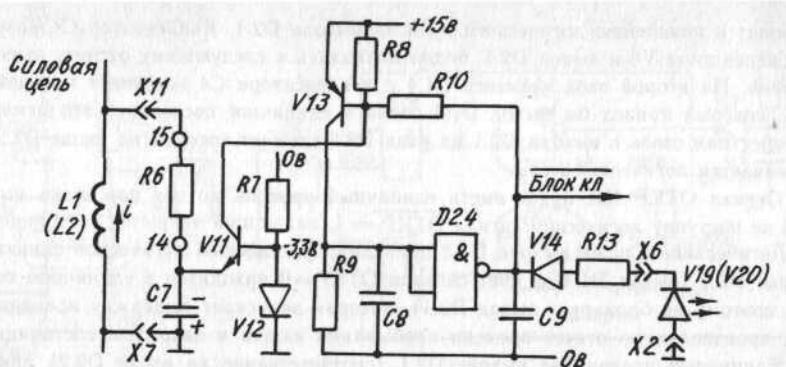


Рис. 5.60. Автономная защита блока управления ключом

жение нулевого уровня сигнала ОТКЛ КЛ обеспечивается связью с выходом D2.2 на вход D2.1; звено задержки R5, C4 обеспечивает минимальное время нахождения ключа в закрытом состоянии около 0,3 мс, а звено R4, C6 — минимальное время нахождения ключа в открытом состоянии около 6 мкс. Напомним, что бестоковая пауза 0,3 мс необходима для размагничивания катушек индуктивности в силовой цепи.

Схема каскада усилителя мощности (рис. 5.59) формирует базовый ток необходимой величины для надежного открытия силового ключа. Силовой ключ выполнен на транзисторах V1...V8 типа KT 839A, причем транзисторы V3...V8 соединены параллельно, а транзисторы V1, V2 включены с ними по схеме составного транзистора, то есть транзисторы V1, V2 обеспечивают необходимый базовый ток параллельно соединенным транзисторам V3...V8, которые принимают на себя практически весь силовой ток.

Рассмотрим режим открытия ключа. Единичный уровень сигнала ОТКР КЛ на входе элемента D2.2 вызывает на его выходе логический нуль, который запирает транзистор V17. Это создает условия для протекания тока базы транзистора V15 по цепи +27 В, резистор R11 и вызывает открытие транзистора. Ток эмиттера транзистора V15 является входным базовым током силового ключа, точнее, $i_{BV1} = i_{EV15} - i_{R17}$. Ограничение тока при полностью открытом транзисторе V15 осуществляется параллельно соединенными резисторами R14...R16. Если принять падение напряжения на переходах база — эмиттер транзисторов V1...V8 равным 0,3 В, тогда напряжение на базе транзистора V1 относительно общей точки (\perp) составит $U_{BV1} \approx 1$ В. Пренебрегая падением напряжения на транзисторе V15, получим величину его тока коллектора из соотношения

$$i_{KV15} \approx (14 \text{ В} - U_{BV1}) / R14 \parallel R15 \parallel R16 \approx 300 \text{ мА.}$$

Ток, протекающий через резистор R17, находится как $i_{R17} = U_{BV1} / R17 \approx 20 \text{ мА}$. Таким образом, входной базовый ток силового ключа составляет $i_{BV1} \approx 280 \text{ мА}$.

По сигналу закрытия ключа ОТКР КЛ=0 на выходе D2.3 появляется логическая единица, а транзистор V17 открывается. Создается цепь протекания тока: об-

щая точка (\perp), резистор R19, диоды V19, V18, V16, открытый транзистор V17, нулевая шина (0 В). Напомним, что потенциал общей точки относительно нулевой шины составляет +7 В. Падением напряжения на резисторе R19 закрываются силовые транзисторы V3...V8, а падением напряжения на диодах V19, V18, V6 соответственно транзисторы V2, V1, V15.

Блок управления ключом имеет автономную защиту от сверхтоков, вызванных неисправностями силовой части (например, пробоем тиристора), схема которой приведена на рис. 5.60.

При срабатывании защиты формируется логический сигнал блокировки ключа БЛОК КЛ, приводящий к закрытию ключа, одновременно загорается светодиод V19, индицирующий срабатывание защиты. Приведение схемы в исходное состояние после срабатывания возможно только последовательным выключением-включением напряжения питания цепей управления.

В качестве физического сигнала для контроля величины тока через силовой ключ используется напряжение на конденсаторе C7. Покажем, что при определенном соотношении параметров катушки индуктивности L1 и элементов цепи R6, C7, подключенной параллельно катушке, напряжение на конденсаторе C7 прямо пропорционально току i .

Падение напряжения на катушке записывается в операторной форме следующим образом:

$$U_{L1} = i(R1 + pL1) = iR1(1 + pT_1), \quad (5.6)$$

где $R1$ — активное сопротивление катушки; $L1$ — индуктивность катушки; $T_1 = L1/R1$ — постоянная времени катушки; p — оператор Лапласа.

Напряжение на конденсаторе C7 в операторном виде записывается как

$$U_{C7} = U_{L1} \frac{1/pC7}{R6 + 1/p \cdot C7} = U_{L1} \frac{1}{1 + pT_2}, \quad (5.7)$$

где $T_2 = C7 \cdot R6$ — постоянная времени цепи.

Подставляя (5.6) в (5.7), получим

$$U_{C7} = i \cdot R1 \frac{1 + pT_1}{1 + pT_2}.$$

Если подобрать элементы R6 и C7 таким образом, чтобы выдержать соотношение $T_1 = T_2$, то напряжение на конденсаторе C7 $U_{C7} = iR1$, то есть прямо пропорционально току через ключ.

Рассмотрим работу схемы. В исходном состоянии ($U_{C7} = 0$) транзистор V11 заперт потенциалом на базе $-3,3$ В относительно эмиттера, который создается стабилитроном V12. Транзистор V13 также находится в закрытом состоянии, поскольку на выходе элемента D2.4 уровень логической единицы, который обеспечивается резистором R9, создающим на входе D2.4 уровень логического нуля.

Транзистор V13 с элементом D2.4 образует триггерную схему, имеющую два устойчивых состояния. При включении питания за счет конденсатора C8 на входе D2.4 поддерживается логический нуль, приводящий схему в состояние с единичным выходом (БЛОК КЛ = 1).

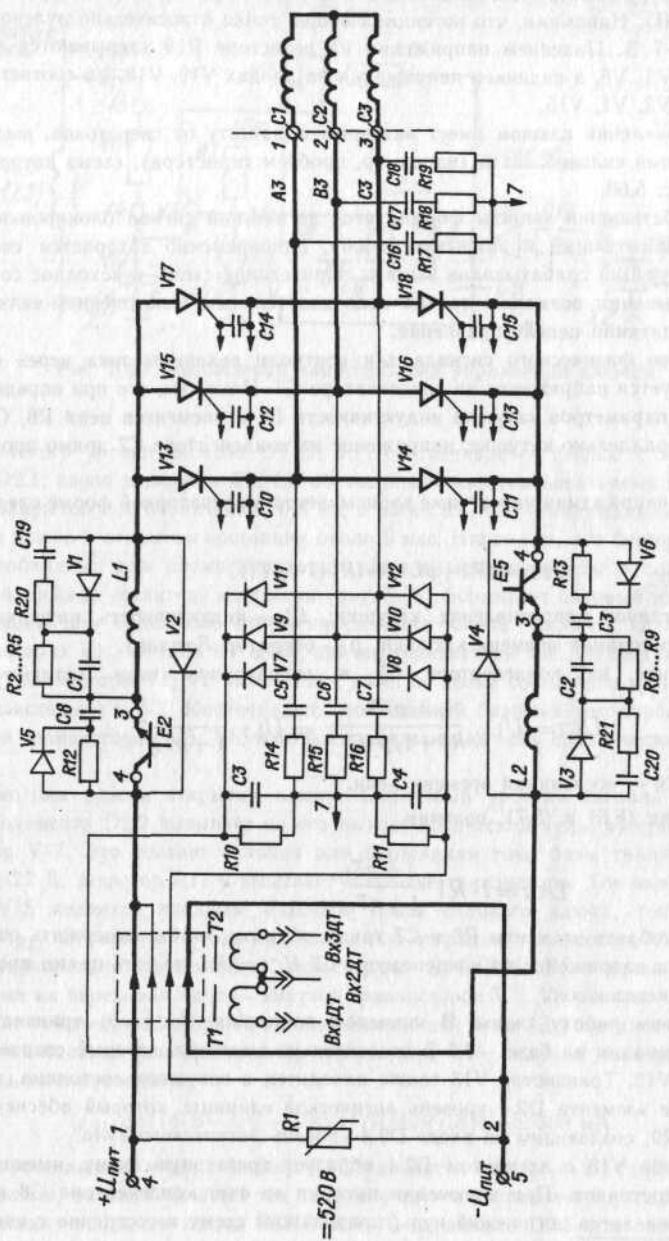


Рис. 5.61. Принципиальная схема силовой части блока регулирования

При возрастании тока i до величины, при которой наступит соотношение $|U_{C7}| > 3,3$ В + $+U_{БЭV11}$, транзистор V11 откроется, на выходе D2.4 появится логический нуль, который через резистор R10 будет поддерживать транзистор V13 в открытом состоянии. Схема приходит в состояние с нулевым выходом (БЛОК КЛ = 0), который вызывает закрытие ключа и загорание светодиода V19.

Силовая часть блока регулирования. Принципиальная схема силовой части блока регулирования (рис. 5.61) состоит из следующих функциональных узлов:

- коммутатора, выполненного на тиристорах V13...V18, пытающего обмотку синхронного двигателя M1;
- блоков силовых ключей E2 и E5, каждый из которых состоит из восьми транзисторов;
- моста возврата реактивной энергии (моста обратных диодов), выполненного на диодах V7...V12 типа ДЧ151;
- двух трансформаторов тока T1 и T2, в качестве первичных обмоток которых используются по два витка силовых проводов от ключей E2, E5 и моста V7...V12, намотанных таким образом, чтобы токи всех проводов имели одно направление.

Остальные элементы схемы выполняют вспомогательную роль.

RC-цепи, выполненные из элементов R17...R19, C16...C18, осуществляют защиту от перенапряжений на зажимах тиристорного коммутатора со стороны подключения двигателя.

RC-цепи, выполненные из элементов R14...R16, C5...C7, осуществляют защиту от перенапряжений на зажимах моста обратных диодов со стороны тиристорного коммутатора.

RC-цепи, выполненные на элементах R10, R11, C3, C4, служат для снятия перенапряжений на входе преобразователя со стороны зажимов постоянного тока. Для этой же цели служит варистор RI с номинальным напряжением 680 В.

Катушки индуктивности L1 и L2 предназначены, во-первых, для ограничения бросков тока через диоды V7...V12 в обратном направлении (обратного тока диодов), возникающих в моменты их запирания, и во-вторых, выполняют функцию ограничения скорости нарастания тока при коротких замыканиях, например при пробое одного из тиристоров коммутатора. Для размагничивания дросселей L1 и L2 при запирании ключей E2 и E5 в блоках управления ключами формируется паузу длительностью

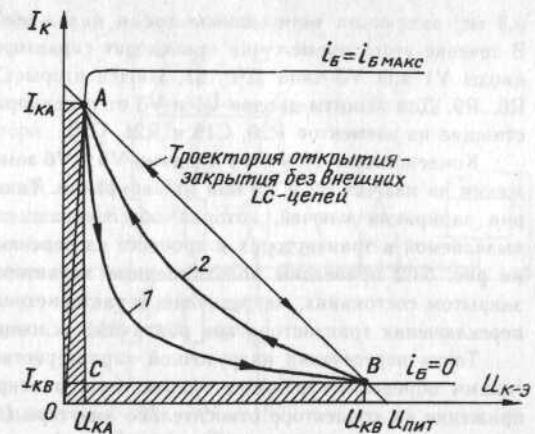


Рис. 5.62. Траектории открытия-закрытия силового ключа

0,3 мс, задающая минимальное время нахождения ключей в закрытом состоянии. В течение этого промежутка происходит гарантированный разряд катушки по цепи: диоды V1 или V3 типа ДЧ 151, конденсаторы C1 или C3, резисторы R2..R5 или R6..R9. Для защиты диодов V1 и V3 от перенапряжений используются RC-цепи, состоящие из элементов R20, C19 и R21, C20.

Конденсаторы C8 и C3 с диодами V5 и V6 замедляют процесс нарастания напряжения на ключах E2 и E5 при их запирании. Таким способом формируется траектория запирания ключей, которая обеспечивает снижение мощности переключения, выделяемой в транзисторах в процессе их переключения. Для пояснения сказанного на рис. 5.62 приведены вольтамперные характеристики транзистора в открытом и закрытом состояниях, нагрузочная характеристика источника питания и траектории переключения транзистора при различных условиях.

Точки пересечения нагрузочной характеристики с вольтамперными характеристиками определяют режимы транзистора: в открытом состоянии (точка A) — напряжение на коллекторе относительно эмиттера U_{KA} , ток коллектора I_{KA} ; в закрытом состоянии (точка B) — соответственно U_{KB} , I_{KB} .

Мощность, выделяемая в транзисторе в открытом состоянии: $P_{отк} = U_{KA} \cdot I_{KA}$, определяется величиной заштрихованного прямоугольника $0 - I_{KA} - A - U_{KA}$, а в закрытом состоянии — площадью прямоугольника $0 - U_{KB} - B - I_{KB}$.

Мощность, выделяемая в транзисторе при переключении из точки А в точку В или, наоборот, по траектории, совпадающей с нагрузочной характеристикой, определяется площадью треугольника ABC.

Для уменьшения мощности переключения при закрытии транзистора параллельно ему подключается конденсатор, который задерживает нарастание напряжения на транзисторе и не препятствует уменьшению тока через него. В результате этого формируется траектория I, прилегающая к осям, что вызывает уменьшение площади

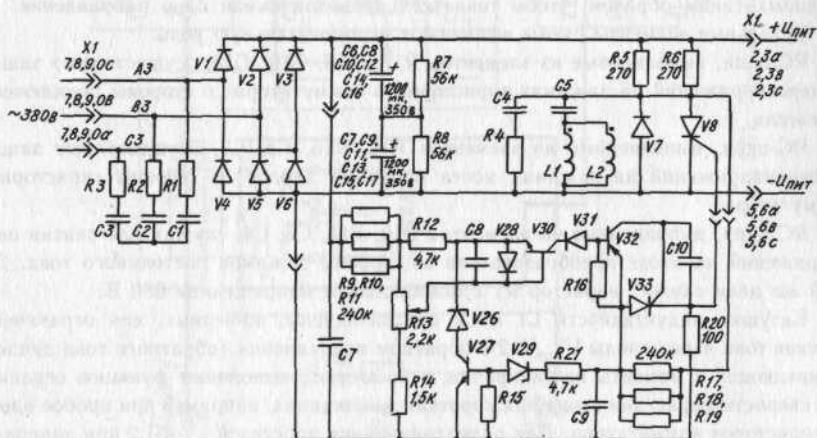


Рис. 5.63. Принципиальная схема силового выпрямителя и узла сброса энергии

(теперь мощность переключения пропорциональна площади фигуры, заключенной между сторонами АС, СВ и траекторией I), и соответственно снижение мощности, выделяемой в транзисторе.

Для формирования траектории открытия транзистора (2), прилегающей к осям, последовательно с ним включают индуктивность, которая задерживает нарастание тока через транзистор, не препятствуя уменьшению напряжения на нем. В нашем случае дроссели L1 и L2 дополнительно выполняют и эту функцию.

Резисторы R12 и R13 служат для ограничения бросков тока разряда конденсаторов C8 и C3 через ключи E2 и E5 при их открытии.

С энергетической точки зрения уменьшение мощности переключения, выделяемой в транзисторе, связано с тем, что часть мощности процесса закрытия рассеивается на резисторах R12 или R13, а часть мощности процесса открытия — на резисторах R2..R5 или R6..R9. Предварительно в процессе закрытия энергия запасается в конденсаторах C8 или C3, а в процессе открытия — в дросселях L1 или L2.

Силовой выпрямитель и узел сброса энергии УСЭ. Принципиальная схема силового выпрямителя и УСЭ приведена на рис. 5.63. Силовой выпрямитель выполнен на диодах V1..V6 типа Д112-10. Выпрямленное напряжение сглаживается двумя группами конденсаторов, включенных последовательно для увеличения их общего напряжения до 700 В. В каждой группе объединены параллельно по шесть конденсаторов, создающих общую емкость 1200 мкФ. Таким образом, полная емкость фильтра выпрямителя составляет 600 мкФ. Величина выпрямленного и сглаженного напряжения силового выпрямителя равна 520 В при напряжении сети 380 В. Резисторы R7, R8 служат для выравнивания напряжений между группами конденсаторов, а также разряда их после отключения напряжения сети. RC-цепи, состоящие из элементов R1..R3, C1..C3, снимают перенапряжения на входе силового выпрямителя.

Схема подключения силового выпрямителя к сети 380 В приведена на рис. 5.64. Резисторы R1..R3 сопротивлением 7,5 Ом служат для ограничения первоначального броска тока через конденсаторы фильтра силового выпрямителя при включении автомата F1. По мере заряда конденсаторов напряжение на фазах А3, В3, С3 увеличивается и достигает величины, достаточной для включения контактора K1, который своими контактами шунтирует ограничивающие резисторы. Так осуществляется двухступенчатый заряд конденсаторов высоковольтного фильтра, вследствие которого происходит ограничение тока заряда.

Резисторы R4..R6 служат для поддержания напряжения на катушке контактора

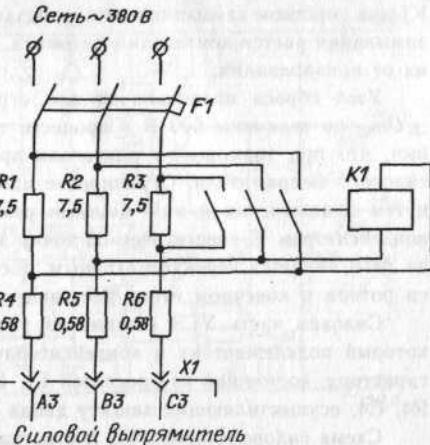


Рис. 5.64. Схема подключения силового выпрямителя

K1 при коротком замыкании между фазами A3, B3, C3. В этом случае цепь короткого замыкания рвется контактами автомата, а не контактами контактора, что защищает их от приваривания.

Узел сброса предназначен для ограничения напряжения на шинах питания $\pm U_{\text{пит}}$ до величины 600 В в процессе торможения синхронного двигателя. Напомним, что при торможении двигателя происходит подзаряд конденсаторов фильтра силового выпрямителя. Ограничение напряжения на конденсаторах осуществляется путем подключения к ним мощных резисторов, через которые происходит разряд конденсаторов. С энергетической точки зрения процесс торможения в электроприводе ЭПБ является нерекуперативным, поскольку механическая энергия вращающегося ротора в конечном итоге рассеивается в виде тепла на разрядных резисторах.

Силовая часть УСЭ состоит из разрядных резисторов R5, R6, тиристора V8, который подключает их к конденсаторам высоковольтного фильтра, цепи гашения тиристора, состоящей из дросселей L1, L2, конденсатора C5 и диода V7, элементов R4, C4, осуществляющих защиту диода V7 и тиристора V8 от перенапряжений.

Схема силовой части УСЭ построена таким образом, что после поступления импульса управления на тиристор V8 и его открытия автоматически происходит запирание тиристора, то есть совершаются полный цикл открытия-закрытия. Число циклов определяется схемой управления УСЭ, а время нахождения тиристора в открытом состоянии в цикле зависит от скорости протекания процессов в силовой части.

В исходном состоянии тиристор V8 закрыт, конденсатор C5 заряжен до напряжения $+U_{\text{пит}}$. При открытии тиристора происходит перезаряд конденсатора C5 через открытый тиристор и дроссели L1, L2. За счет индуктивности дросселей полярность напряжения на конденсаторе меняется на противоположную (+ на нижней пластине). Далее через диод V7 происходит обратный перезаряд конденсатора C5. Отрицательным падением напряжения на диоде V7 тиристор V8 закрывается. Конденсатор C5 снова заряжается до напряжения источника питания. Если после закрытия тиристора V8 схемой управления будет сформирован новый импульс, то цикл открытия-закрытия повторится вновь. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на конденсаторах фильтра не станет меньше заданного.

За уровнем напряжения фильтра следит схема управления узла сброса энергии, которая формирует импульсы управления тиристором V8, если напряжение фильтра превышает заданное. Узел сравнения опорного и действительного напряжения выполнен на транзисторе V30. В качестве опорного используется падение напряжения на стабилитроне V26 ($U_{\text{оп}} = U_{\text{V26}} = 10 \text{ В}$), которое прикладывается к эмиттеру транзистора V30. Напряжение делителя $U_{\text{дел}}$ на резисторах R13, R14, снимаемое с движка потенциометра R13, пропорционально действительному напряжению фильтра и поступает на базу транзистора V30.

Если опорное напряжение больше напряжения делителя $U_{\text{оп}} > U_{\text{дел}}$, ток проходит через диод V28, прямое падение напряжения на котором запирает транзистор V30. Если $U_{\text{оп}} < U_{\text{дел}}$, ток протекает через переход база—эмиттер транзистора V30, открывая его.

Номиналы резисторов схемы рассчитаны таким образом, что $R21 > R13 + R14$; при одинаковых номиналах групп резисторов R9, R10, R11 и R17, R18, R19 это означает, что напряжение на конденсаторе C9 больше падения напряжения на резисторах

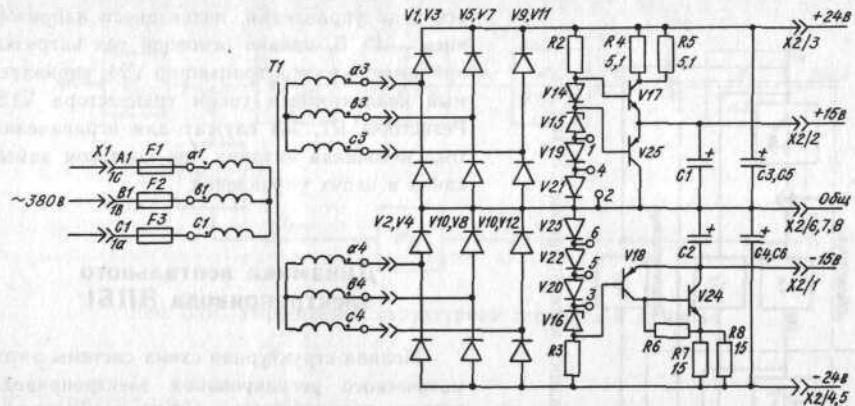


Рис. 5.65. Блок питания цепей управления

R13 и R14 $U_{\text{оп}} > U_{\text{R13+R14}}$. Поэтому при открытии транзистора V30 открываются транзистор V32 и вспомогательный тиристор V33, через который происходит разряд конденсатора C9 на управляющий электрод тиристора V8 и включенный параллельно с ним резистор R20. Время разряда конденсатора C9 определяет длительность импульса управления $t_y \approx 30 \text{ мкс}$.

Участок схемы, выполненный на транзисторе V27, стабилитроне V29, резисторах R15, R21, предназначен для блокировки схемы управления от формирования импульсов до тех пор, пока не произойдет надежного закрытия тиристора V8. Это контролируется по величине напряжения на нем цепочкой, состоящей из резисторов R17...R19, R21 и стабилитрона V29. При возрастании напряжения на тиристоре V8 до величины, приближающейся к напряжению питания $U_{\text{пит}}$, стабилитрон V29 пробивается, открывая транзистор V27. Только после этого на эмиттере транзистора V30 появится опорное напряжение и схема будет готова сформировать следующий импульс.

Блок питания цепей управления (рис. 5.65) формирует двухполлярное нестабилизированное напряжение величиной $\pm 24 \text{ В}$ и двухполлярное стабилизированное напряжение величиной $\pm 15 \text{ В}$. В источнике положительного напряжения величина стабилизированного напряжения равна падению напряжения на стабилитроне V15 и диодах V14, V19, V21 и может регулироваться с помощью технологических перемычек 1—4—2 с дискретностью 0,5 В. Транзистор V17 включен по схеме эмиттерного повторителя, напряжение на базе которого равно напряжению на нагрузке в цепи эмиттера. В качестве нагрузки выступают цепи управления, питающиеся напряжением $+15 \text{ В}$. Резисторы R4, R5 служат для ограничения тока источника питания при коротком замыкании в цепях управления.

В источнике отрицательного напряжения величина стабилизированного напряжения равна падению напряжения на стабилитроне V16 и диодах V20, V22, V25 и также может регулироваться с помощью перемычек 3—5—6 с дискретностью 0,5 В. Транзистор V18 включен по схеме эмиттерного повторителя, нагрузкой которого являются

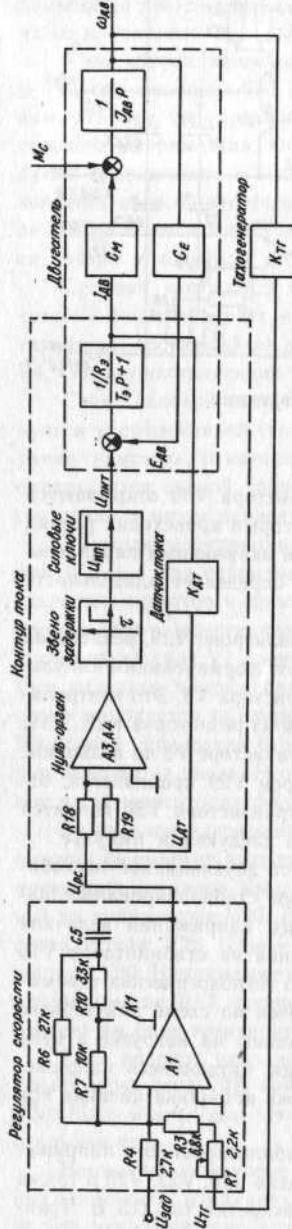


Рис. 5.66. Полная структурная схема системы автоматического регулирования электропривода ЭПБ1

все цепи управления, питающиеся напряжением -15 В, однако основной ток нагрузки принимает на себя транзистор V24, управляемый коллекторным током транзистора V18. Резисторы R7, R8 служат для ограничения тока источника питания при коротком замыкании в цепях управления.

Динамика вентильного электропривода ЭПБ1

Полная структурная схема системы автоматического регулирования электропривода ЭПБ1 приведена на рис. 5.66, где приняты следующие обозначения:

$U_{\text{зад}}$ — задающее напряжение, изменяющееся в диапазоне (0 ± 10) В; $U_{\text{TГ}}$ — напряжение тахогенератора; U_{PC} — выходное напряжение регулятора скорости; $U_{\text{пит}}$ — напряжение питания двигателя; $E_{\text{дв}}$ — ЭДС двигателя; $M_{\text{дв}}$ — момент, развиваемый двигателем; $I_{\text{дв}}$ — ток двигателя, соответствующий развиваемому моменту; R_9 — эквивалентное активное сопротивление силовой цепи; $T_3 = -L/R_9$ — электромагнитная постоянная времени силовой цепи; L — индуктивность силовой цепи; $C_m C_e$ — постоянные момента и ЭДС двигателя, в системе СИ $C_m = C_e$; M_c — статический момент нагрузки двигателя; $J_{\text{дв}}$ — момент инерции двигателя; $\omega_{\text{дв}}$ — скорость вращения двигателя; $K_{\text{ДТ}} = U_{\text{ДТ}}/I_{\text{дв}}$ — коэффициент передачи датчика тока; $K_{\text{TГ}} = U_{\text{TГ}}/\omega_{\text{дв}}$ — коэффициент передачи тахогенератора.

Рассмотрим динамические характеристики электропривода в диапазоне скоростей $n_{\text{дв}} < 500$ об/мин, что соответствует на станках ГСПО диапазону подач $F < 2500$ мм/мин, который перекрывает диапазон рабочих скоростей резания. В этом случае контакт реле K1 в цепи обратной связи регулятора скорости замкнут, а параметры передаточной функции регулятора скорости имеют вид:

$K_{\text{ПЗ}} = R_6/R_4$ — коэффициент пропорционального усиления по входу задания;

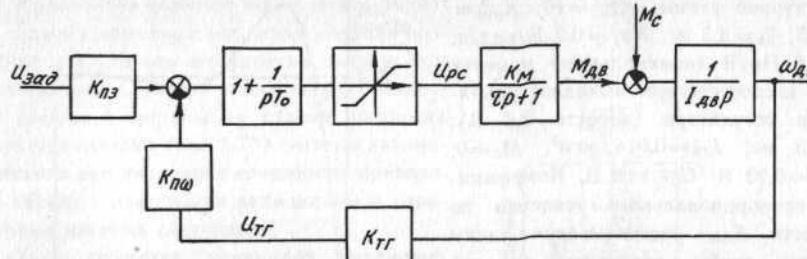


Рис. 5.67. Упрощенная структурная схема САР привода

$K_{\text{ПЗ}} = R_6/(R_1 + R_3)$ — коэффициент пропорционального усиления по входу тахогенератора;

$T_0 = C_5 \cdot R_{10}$ — постоянная времени цепи обратной связи РС.

Контур тока в электроприводе является практически безынерционным вследствие следующих причин. Первая носит физический характер и связана с выбором такого напряжения источника питания (520 В), которое намного превышает ЭДС двигателя ($U_f = 110$ В при $n_{\text{дв}} = 1500$ об/мин). В этом случае разность между напряжением источника питания и ЭДС двигателя является достаточной, чтобы форсировать процесс нарастания и спада тока в обмотке за время, много меньшее величины постоянной T_3 . Поэтому постоянная времени T_3 и обратная связь по ЭДС двигателя не оказывают практического влияния на динамику привода.

Вторая причина связана с аппаратной реализацией регулятора тока, датчика тока, блоков силовых ключей, которые выполнены практически безынерционными. Напомним, что характеристика регулятора тока носит релейно-временной характер, а в блоке управления ключом организована выдержка на закрытое состояние ключа с минимальной длительностью 0,3 мс.

Сравнение реального переходного процесса скорости привода с процессом, полученным методом цифрового моделирования, показало, что хорошее совпадение процессов получается при представлении контура тока апериодическим звеном с постоянной времени $t = 0,5$ мс.

Статический коэффициент передачи звена равен

$$K_t = \frac{I_{\text{дв}}}{U_{\text{PC}}} = \frac{R_{19}}{R_{18}} \cdot \frac{1}{K_{\text{дт}}}$$

С учетом изложенного выше на рис. 5.67 приведена упрощенная структурная схема системы автоматического регулирования электропривода, где дополнительно введено звено с характеристикой ограничения, которое отражает возможность наступления во время переходного процесса режима токоограничения.

$K_m = K_t \cdot C_m = M_{\text{дв}}/U_{\text{PC}}$ — коэффициент передачи электропривода по моменту.

На рис. 5.68 приведены переходные процессы скорости двигателя и выходного напряжения РС в диапазоне линейного изменения сигнала U_{PC} (до ограничения), полученные методом цифрового моделирования при следующих параметрах звеньев

структурной схемы: $K_{ПЗ} = 10$; $K_{пш} = 13,5$; $T_0 = 3,3$ мс; $K_{ТГ} = 0,2$ В/рад/с; $K_m = 8$ Нм/В (номинальному моменту 21 Н·м соответствует выходное напряжение регулятора скорости 2,6 В); $t = 0,5$ мс; $J_{дв} = 0,014$ кгм²; $M_c = 0$; $U_{зад} = 0,22$ В; $U_{огр} = 6$ В. Коеффициент пропорционального усиления по скорости $K_{пш}$ рассчитывался таким образом, чтобы напряжению задания $U_{зад} = 10$ В соответствовала скорость вращения двигателя $n_{дв} = 1500$ об/мин. Сравнение реального переходного процесса с полученным на модели по характерным точкам показало, что расхождение не превышает 5%.

Переходные процессы скорости и выходного напряжения РС при пуске привода на максимальную скорость ($U_{зад} = 10$ В; $n_{дв} = 1500$ об/мин) приведены на рис. 5.69. Время разгона привода до максимальной скорости без дополнительного момента инерции и при постоянном значении K_m (на станках ГСПО производится отключение узла фазосмещения, приводящего к снижению величины K_m на больших скоростях) составляет $t_p = 75$ мс. Напомним, что в приводах постоянного тока с высокомоментными двигателями время разгона до максимальной скорости в среднем имеет величину 150...200 мс.

При работе электропривода на станке (в составе контура положения) система автоматического регулирования следящего привода становится существенно нелинейной. Основными источниками нелинейностей являются, во-первых, устройство ЧПУ, которое корректирует задающеее напряжение привода в дискретные моменты времени с периодом $T = 10$ мс, а во-вторых, механизм подачи, создающий нагрузку на валу двигателя, имеющий характеристику типа сухого трения.

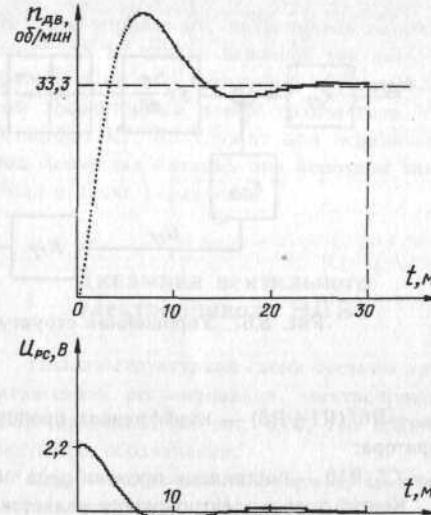


Рис. 5.68. Переходные процессы привода в зоне линейного изменения сигналов

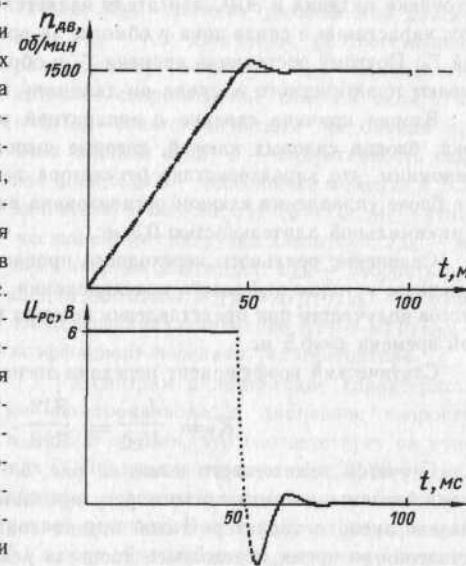


Рис. 5.69. Переходные процессы при пуске привода на максимальную скорость

Кроме этого конечная жесткость механизма подачи совместно с моментом инерции позволяют представить его упругим звеном второго порядка. С учетом указанных особенностей следящей системы на станке построена структурная схема (рис. 5.70) системы автоматического регулирования следящего привода, где наряду с известными величинами и параметрами введены следующие:

$X_{зад}$ — величина заданного перемещения, мм;

$X_{ист}$ — величина истинного перемещения по датчику обратной связи, которую формируют из измерительного сигнала врачающегося трансформатора (ВТМ) субблок оцифровки устройства ЧПУ, мм;

S — шаг ходового винта, мм/об; на станках ГСПО для координат X и Y $S = 10$ мм/об, для координаты Z $S = 5$ мм/об;

i — передаточное отношение силового редуктора от вала двигателя к валу винта; для координат X и Y $i = 1/2$, для координаты Z $i = 1$.

Таким образом, при использовании нормальной величины дискретности (0,01 мм или 0,001 мм) соотношение между величинами $X_{ист}$ и углом поворота двигателя для координаты X будет равно 5 мм/об, или 5 мм/2π радиан;

$K_{уст}$ — коэффициент, принимающий дискретные значения, устанавливаемые с помощью перемычек в субблоках установок устройства ЧПУ; выполняет роль коэффициента пропорционального усиления регулятора положения; практически может находиться в диапазоне $K_{уст} = 0,5 \dots 5$. При правильной настройке коэффициента передачи цифроаналогового преобразователя $K_{уст}$ численно равен добротности следящей системы или коэффициенту усиления по скорости

$$K_{уст} = KV \left(\frac{\text{м/мин}}{\text{мм}} \right) = V / \Delta X,$$

где V — скорость подачи координаты; ΔX — рассогласование по пути;

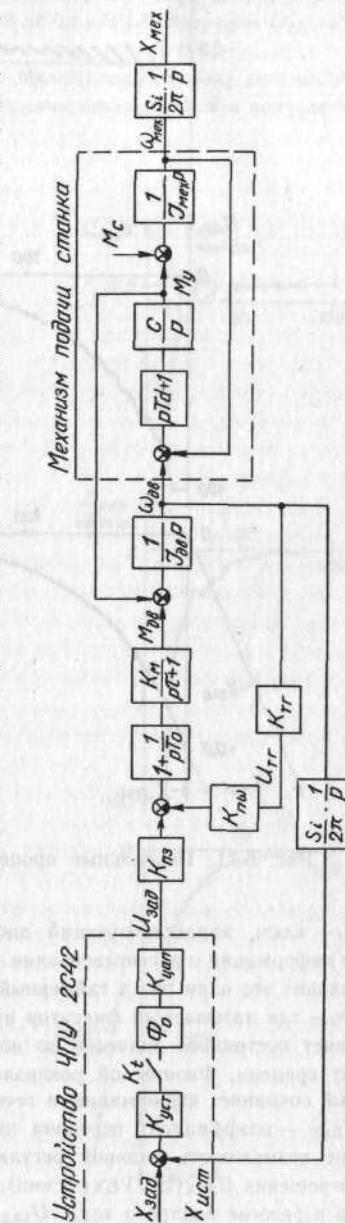


Рис. 5.70. Структурная схема следящего привода для станка модели 6Т13Ф3-1 с устройством ЧПУ типа 2СЧ2

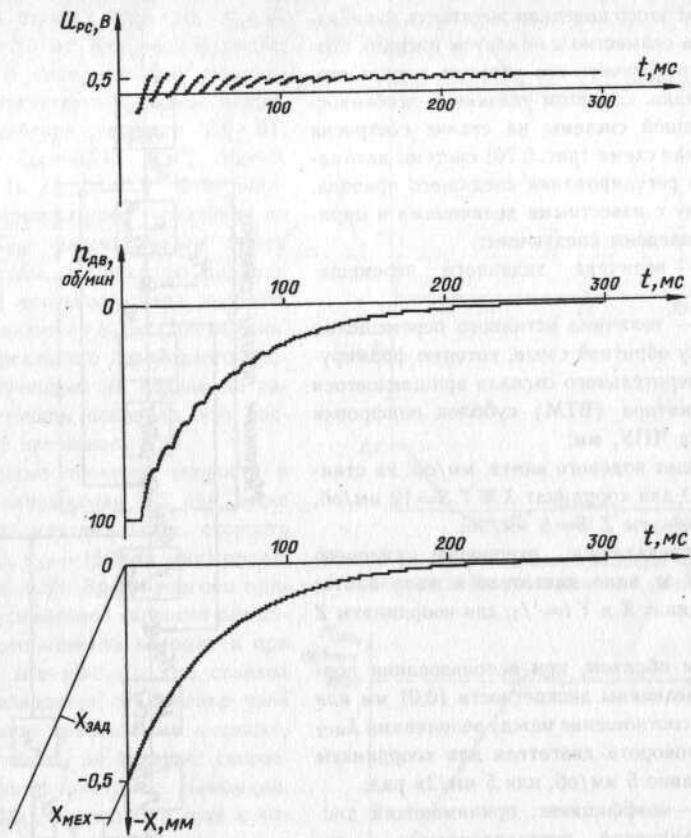


Рис. 5.71. Переходные процессы позиционирования при $K_v=1$

K_t — ключ, характеризующий дискретный во времени процесс обновления в ЦАПе информации о рассогласовании. Точнее, в ЦАП засыпается величина $\Delta X \cdot K_{уст}$. Происходит это один раз в таймерный интервал, период которого $T=10$ мс;

Φ_0 — так называемый фиксатор нулевого уровня, на выходе которого величина сохраняет постоянное значение до нового ее изменения в следующий дискретный момент времени. Физической реализацией Φ_0 является буферный регистр ЦАПа, который сохраняет информацию в течение таймерного интервала;

K_{cap} — коэффициент передачи цифроаналогового преобразователя В/мм; допускает возможность плавной регулировки. Численное значение K_{cap} находится из соотношения $U_{зад}(B)/V_{БХ}(\text{м/мин})$, где $V_{БХ}$ — скорость перемещения координаты станка в режиме быстрого хода, $U_{зад}$ — величина задающего напряжения привода, при которой обеспечивается скорость быстрого хода. Применительно к станкам ГСПО

$V_{БХ}=7$ м/мин, что соответствует $n_{дв}=1400$ об/мин. Для этой скорости вращения из коэффициента передачи привода $K_{пр}=1500$ об/мин/10 В получаем $U_{зад}=9,35$ В, отсюда $K_{ЦАП}=9,35/7 \approx 1,32$;

M_y — момент упругости механизма подачи, приведенный к валу двигателя, Н·м;

C — коэффициент жесткости механизма подачи, приведенный к валу двигателя, Н·м/рад;

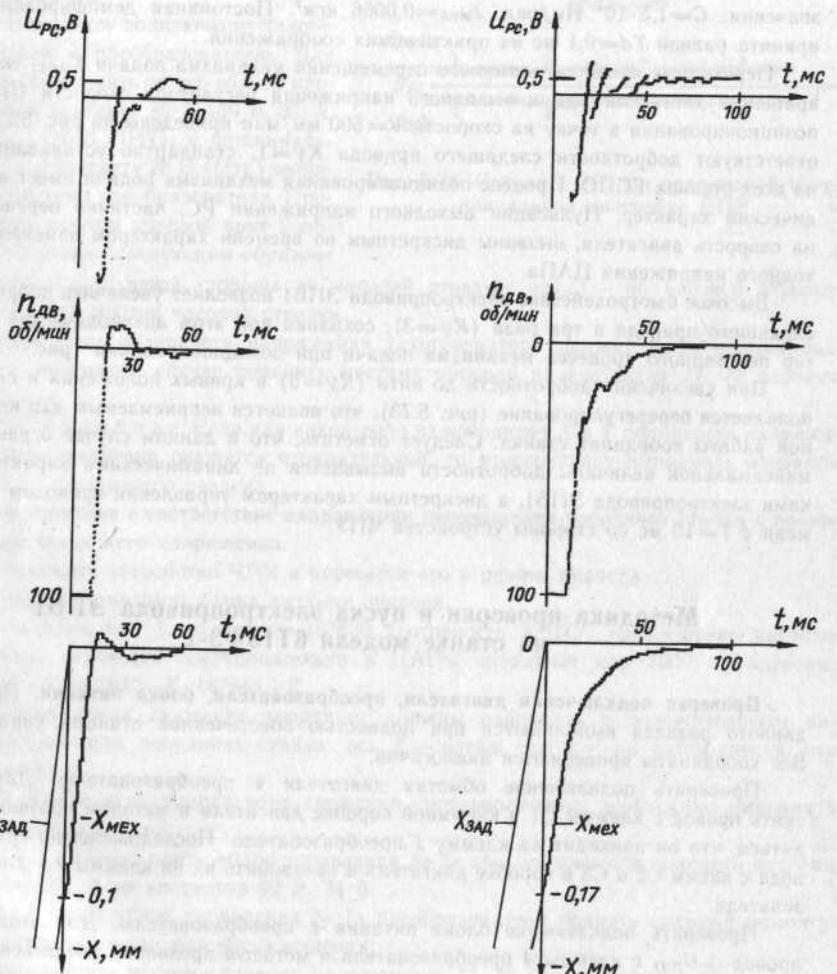


Рис. 5.72. Переходные процессы позиционирования при $K_v=3$

Рис. 5.73. Переходные процессы позиционирования при $K_v=5$

T_d — постоянная времени демпфирования упругих колебаний, мс;
 $J_{\text{мех}}$ — приведенный к валу двигателя момент инерции механизма подачи, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$;
 M_c — статический момент, действующий на винт механизма подачи вследствие трения стола в направляющих. Характер зависимости M_c от скорости перемещения аппроксимируется характеристикой сухого трения, а величина момента принята равной моменту холостого хода координаты X , который составляет $M_{X0}=4 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

Параметры C и $J_{\text{мех}}$ для механизма подачи координаты X станков ГСПО моделей 6Т13Ф3, ГФ2171 определялись экспериментально и имеют следующие численные значения: $C=1,5\cdot10^4 \text{ Нм}/\text{рад}$, $J_{\text{мех}}=0,0066 \text{ кгм}^2$. Постоянная демпфирования T_d принята равной $T_d=0,1 \text{ мс}$ из практических соображений.

Переходные процессы истинного перемещения механизма подачи $X_{\text{мех}}$, скорости вращения двигателя $\omega_{\text{дв}}$ и выходного напряжения регулятора скорости $U_{\text{РС}}$ при позиционировании в точку на скорости $V=500 \text{ мм}/\text{мин}$ приведены на рис. 5.71 и соответствуют добротности следящего привода $K_V=1$, стандартно устанавливаемой на всех станках ГСПО. Процесс позиционирования механизма подачи имеет апериодический характер. Пульсации выходного напряжения РС, частично переносимые на скорость двигателя, вызваны дискретным во времени характером изменения выходного напряжения ЦАПа.

Высокое быстродействие электропривода ЭПБ1 позволяет увеличить добротность следящего привода в три раза ($K_V=3$), сохранив при этом апериодический характер переходного процесса механизма подачи при позиционировании (рис. 5.72).

При увеличении добротности до пяти ($K_V=5$) в кривых положения и скорости появляется перерегулирование (рис. 5.73), что является неприемлемым для нормальной работы координат станка. Следует отметить, что в данном случае ограничение максимальной величины добротности вызывается не динамическими характеристиками электропривода ЭПБ1, а дискретным характером управления приводом во времени с $T=10 \text{ мс}$ со стороны устройства ЧПУ.

Методика проверки и пуска электропривода ЭПБ1 на станке модели 6Т13Ф3-1

Проверка подключения двигателя, преобразователя, блока питания. Проверки данного раздела выполняются при полностью обесточенной станции управления. Все координаты проверяются аналогично.

Проверить подключение обмотки двигателя к преобразователю. Для этого снять провод с клеммы C1 в клеммной коробке двигателя и методом прозвонки убедиться, что он приходит на клемму 1 преобразователя. Последовательно снять провода с клемм C2 и C3 в коробке двигателя и прозвонить их на клеммы 2 и 3 преобразователя.

Проверить подключение блока питания к преобразователю. Для этого снять провод +U_{пит} с клеммы 4 преобразователя и методом прозвонки убедиться, что он приходит на контакты 2a, 2b, 2c, 3a, 3b, 3c внешнего разъема блока питания. Снять провод — U_{пит} с клеммы 5 преобразователя и прозвонить его на контакты 5a, 5b, 5c, 6a, 6b, 6c внешнего разъема блока питания.

Проверить подключение ДПР двигателя к преобразователю. Для этого снять соединительный разъем с двигателя и методом прозвонки убедиться, что контакты 1, 2, 3 снятой части разъема двигателя соединяются соответственно с контактами 10 В, 8 В, 6 В внешнего разъема преобразователя.

Проверить подключение тахогенератора к преобразователю. Для этого подключить тестер общим проводом к контакту 30 А (30 В, 32 А, 32 В — ОБЩ ПИТ), а потенциальным — к контакту 28 В ($U_{\text{ТГ}}$) внешнего разъема преобразователя. Провернуть ключом ходовой винт координаты станка следующим образом:

ось X — с левой стороны по часовой стрелке; ось Y — по часовой стрелке; ось Z — против часовой стрелки.

При этом полярность напряжения тахогенератора должна быть положительной. В противном случае поменять местами провода на контактах 11, 12 разъема двигателя.

Примечание. Если для какой-либо из координат X и Y полярность напряжения тахогенератора окажется отрицательной, то можно сразу выполнить операции a и b из следующего раздела.

Приведение в соответствие направления перемещения координат станка с полярностью задающего напряжения.

Включить устройство ЧПУ и перевести его в режим диалога.

Включить автомат блока питания привода.

Записать код 1 по адресу 167630 (готовность УЧПУ, «разрешение работы» привода). Записать последовательно в ЦАПы координат код 1000 по адресам: 167640— X , 167642— Y , 167644— Z .

Направления движения координат должны совпадать с положительным направлением осей координат станка: ось X — влево, ось Y — на наблюдателя, ось Z — вверх.

В случае, если направление движения противоположно, необходимо выполнить следующие операции:

а) на разъеме платы «блок управления № 2» преобразователя поменять местами провода 68, 69 на контактах 22 В, 24 В.

б) в плате «блок управления № 1» преобразователя поднять сменный резистор R85, отключив этим узел фазосмещения;

в) поменять местами провода на контактах 11, 12 разъема двигателя (изменить полярность тахогенератора).

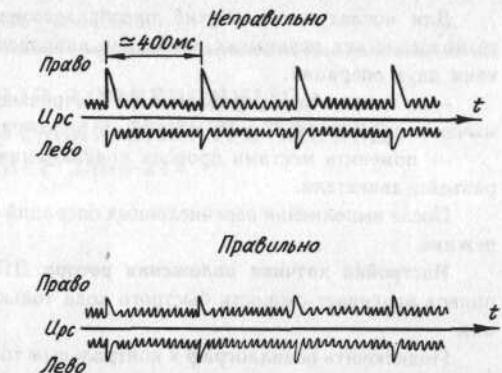


Рис. 5.74. Сигналы РС при правильной и неправильной настройке ДПР

Для последующих партий преобразователей с правильной схемой установки технологических перемычек изменение направления вращения достигается выполнением двух операций:

- в плате «блок управления № 1» произвести перепайку технологических перемычек с положения 17—18, 19—20 на положение 17—20, 19—18;
- поменять местами провода подключения тахогенератора на контактах 11, 12 разъема двигателя.

После выполнения перечисленных операций приводы можно включать в следующем режиме.

Настройка датчика положения ротора ДПР производится в том случае, если привод развивает скорость быстрого хода только в одном из направлений перемещения.

Подключить осциллограф к контрольным точкам 13 (ВЫХ РС) и 27 (ОБЩ ПИТ) платы «блок управления № 1» преобразователя.

Задать скорость перемещения $V=30$ мм/мин сначала в одном, затем в другом направлении.

Наблюдать по осциллографу сигнал регулятора скорости. Амплитуды выбросов в сигнале, вызванные переключением тиристоров коммутатора, при правильной настройке ДПР должны быть одинаковы в обоих направлениях. На рис. 5.74 приведены осциллограммы сигналов регулятора скорости при правильной и неправильной настройке ДПР.

Если ДПР настроен неправильно, необходимо снять заднюю крышку двигателя, ослабить крепление диска ДПР и повернуть его на угол не более 1...2° в сторону направления вращения, соответствующую меньшим амплитудам выбросов. Правильное положение диска подбирается экспериментальным путем по примерному равенству амплитуд выбросов в разных направлениях.

Проверка статической нагрузки двигателя. Номинальному моменту двигателя типа 4CX2П100L8 $M_n=21$ Н·м соответствует выходное напряжение регулятора скорости $U_{PC}=2,6$ В. С учетом этого для проверки нагрузки двигателя необходимо выполнить следующие операции.

Подключить тестер к контрольным точкам 13 (ВЫХ РС) и 27 (ОБЩ ПИТ) платы «блок управления № 1» преобразователя.

Прогнать координаты станка на скорости быстрого хода.

При этом выходное напряжение РС не должно превышать 1,3 В (50% номинального значения). В случае, если напряжение превышает указанную величину, необходимо отрегулировать механизм подачи станка.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

КОМПЛЕКТНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ГЛУБОКОРЕГУЛИРУЕМЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД «РАЗМЕР 2М-5-21»

Электропривод асинхронный «Размер 2М-5-21» (рис. 6.1) используется в токарных станках с ЧПУ для управления электродвигателями двух механизмов подач и электродвигателем шпинделя.

В комплект электропривода входят:

- шкаф электропреобразователей;
- три асинхронные машины со встроенными датчиками положения и температуры и вентиляторами;
- диагностические устройства сигнатурного контроля;
- блок трансформаторов.

Электропривод обеспечивает работу во всех 4 квадрантах механической характеристики при изменении управляющего напряжения в пределах ± 10 В.

Максимальная частота вращения 1000 или 1500 мин⁻¹ в зависимости от типоразмера привода.

Типоразмеры привода охватывают ряд номинальных моментов двигателей от 7 до 70 Нм.

Электропривод вырабатывает импульсные сигналы перемещения, которые могут использоваться в устройстве ЧПУ для измерения перемещения механизмов подач.

Две серии импульсных сигналов Sin и Cos с фазовым сдвигом 90 эл. градусов несут информацию о величине и направлении перемещения. За один оборот вала двигателя выдается 2000 или 1000 импульсов в зависимости от исполнения привода. Сигнал нульметки НМ выдается два раза за один оборот вала двигателя и используется в УЧПУ для формирования меток начала отсчета.

Главный привод имеет частоту вращения от 45 до 4500 мин⁻¹. Мощность привода 11 кВт.

Электропривод реализован в соответствии с частотно-токовым способом управления.

Частотно-токовый способ управления

При частотно-токовом способе управления асинхронными двигателями сигнал на входе электропривода формирует момент на валу электродвигателя. Механические

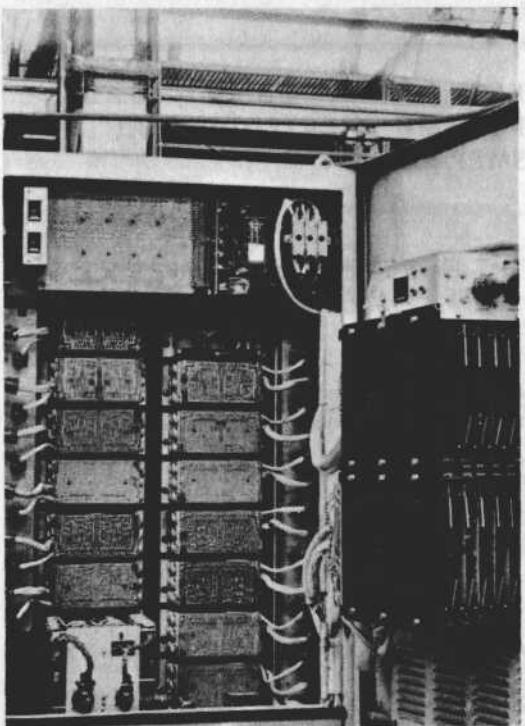


Рис. 6.1. Общий вид преобразователя электропривода «Размер 2М-5-21»

характеристики привода являются мягкими. Так как функциональная зависимость момента электродвигателя переменного тока от величины тока якоря является более простой, чем от величины напряжения на якоре, входной сигнал формирует ток якоря. Мгновенные значения токов в фазах обмотки определяются входными сигналами (требуемым моментом) и условным положением ротора. Они должны соответствовать требованиям к мгновенным значениям токов многофазной симметричной системы.

Отличительной чертой приводов с частотно-токовым управлением является применение в них преобразователей энергии на основе усилителей тока, представляющих собой усилители напряжения, охваченные глубокой отрицательной связью по мгновенным значениям токов фаз электродвигателя. В этом случае напряжение на фазах электродвигателя автоматически формируется преобразователем энергии для заданного режима.

Преимущества частотно-токового управления:

- высокие статические и динамические характеристики привода, момент на валу является линейной функцией входного сигнала для всех скоростей привода;
- исключается возможность выпадения из синхронизма, опрокидывания и качания электродвигателей переменного тока;
- при достаточно простых технических средствах возможно оптимальное использование электродвигателей для получения как максимального момента на валу при заданном токе, так и высоких энергетических показателей;
- высокая надежность работы преобразователя энергии, так как осуществляется контроль за мгновенными значениями токов фаз электродвигателя.

При анализе частотно-токового способа управления принято трехфазную магнитную систему асинхронного двигателя представлять в виде двухфазной — с взаимно перпендикулярными осями d и q .

Исходя из схемы замещения асинхронного двигателя (рис. 6.2,а) можно получить следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} I_1^2 &= I_0^2 + (I_2')^2; \\ I_0 &= (1/K\Phi)\Phi; \\ I_2' &= K_p\Phi\omega_2; \\ M &= K_m\Phi I_2'; \\ \omega_1 &= \omega_{\text{вр}} + \omega_2, \end{aligned} \quad (6.1)$$

где I_1 — действующее значение тока в фазе статора; I_2' — приведенный к статорной цепи ток ротора; I_0 — намагничивающий ток; M — электромагнитный момент; Φ — магнитный поток; ω_1 — угловая скорость вектора тока статора; $\omega_{\text{вр}}$ — угловая скорость ротора; $\omega_2 = 2\pi f_2$ — угловая скорость вектора тока ротора; $K\Phi$, K_p , K_m — векторы пропорциональности.

Токи I_2' и I_0 можно выразить (рис. 8.2,б) через входные сигналы U_q и U_d :

$$I_2' = K_q U_q; \quad I_0 = K_d U_d, \quad (6.2)$$

где K_d , K_q — постоянные коэффициенты пропорциональности.

Подставив выражение (2) в (1), получим

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{K_d^2 U_d^2 + K_q^2 U_q^2}; \\ \Phi &= K_3 U_d; \\ M &= K_4 U_d U_q; \\ \omega_2 &= K_5 \frac{U_q}{U_d}; \end{aligned} \quad (6.3)$$

где $K_3 = K_d K\Phi$, $K_4 = K_q K_d K\Phi K_m$, $K_5 = K_q / (K_p K_d K\Phi)$.

При задании фазовых токов необходимо также определять частоту токов и фазу.

Частота токов в фазах определяется: $f = p f_{\text{вр}} \pm f_c$, где f_c — частота скольжения; $f_{\text{вр}}$ — частота вращения ротора.

$$\text{Фаза тока } \Psi = \arctg \frac{K_q \cdot U_q}{K_d \cdot U_d}.$$

Частота скольжения в асинхронных двигателях выполняет функцию разложения

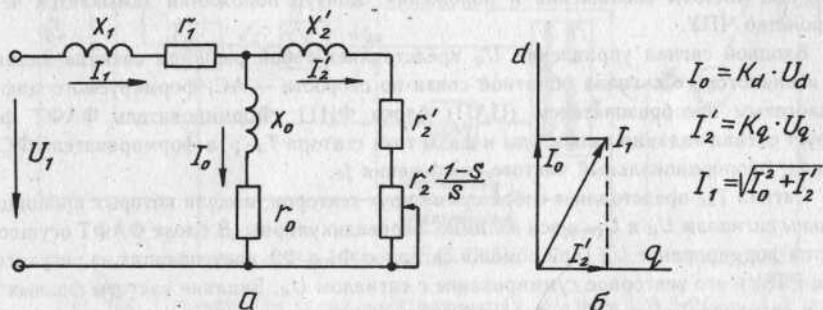


Рис. 6.2. Схема замещения асинхронного тока (а) и диаграмма разложения фазного тока I_1 (б)

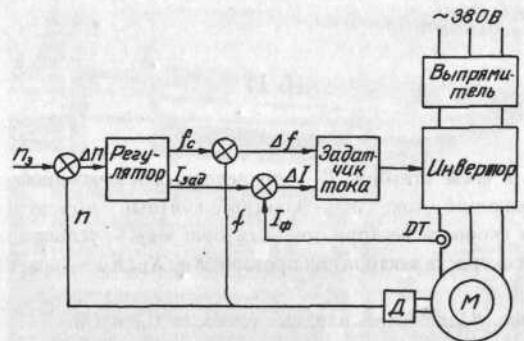


Рис. 6.3. Упрощенная структурная схема привода с частотно-токовым способом управления
(П — силовой преобразователь)

фазного тока на составляющие. При формировании задания частоты скольжения необходимо учитывать нагрев магнитной системы двигателя:

$$f_c = (U_q/U_d) [1 + \alpha(t - t_0)],$$

где α — температурный коэффициент удельного сопротивления обмотки ротора; t — температура обмотки ротора; t_0 — установка, равная 20°C .

Упрощенная структурная схема привода с частотно-токовым управлением приведена на рис. 6.3.

Как видно из приведенной схемы, регулятор под действием

разности сигналов задания n_3 и обратной связи n формирует сигнал задания тока $I_{\text{зад}}$ и сигнал задания частоты скольжения f_c . Задатчик тока управляет двумя сигналами, формируемыми сумматорами частот и токов. Задание частоты осуществляется разностью частот $\Delta f = f_c \pm f$, где f — фактическая частота скольжения.

Задатчик тока формирует сигнал управления преобразователем энергии, к которому подключен асинхронный двигатель. Двигатель оснащен датчиком положения типа вращающийся трансформатор, сельсин и др.

Описание работы электропривода

Структурная схема одного канала привода подачи показана на рис. 6.4. Электропривод выполнен по схеме подчиненного регулирования, с контурами регуляторов тока, скорости, частоты скольжения и положения. Контур положения замыкается через устройство ЧПУ.

Входной сигнал управления U_q представляет собой разность сигнала задания U_3 и аналогового сигнала обратной связи по скорости — АС, формируемого цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) блока ФИ11. Формирователь ФАФТ формирует сигнал задания амплитуды и фазы тока статора T_{3c} , а формирователь ФС формирует сигнал, пропорциональный частоте скольжения f_c .

Сигнал T_{3c} представляет собой сумму двух векторов, модули которых пропорциональны сигналам U_d и U_q , а оси взаимно перпендикулярны. В блоке ФАФТ осуществляется формирование U_d (при помощи сигналов $\Phi 1$ и $\Phi 2$, поступающих из регулятора тока РТ8) и его векторное суммирование с сигналом U_q . Задание частоты фазных токов в сигналах T_{3A} и T_{3B} и фазовый сдвиг в 120 эл. градусов между ними формируются с помощью сигналов K_0 и K_{120} . Частота фазных токов определяется выражением $f = p f_{\text{вр}} \pm f_c$, где p — число пар полюсов.

Синусоидальные сигналы T_{3A} и T_{3B} , пропорциональные заданию токов в фазах A и B , поступают на регулятор тока, расположенный в блоке РТ8. Регулятор тока вырабатывает сигналы управления трехфазным транзисторным инвертором. Непосредственно к инвертору подключен асинхронный двигатель со встроенными датчиками положения и температуры. Датчик температуры дает информацию о температуре магнитной системы двигателя, которая используется для коррекции величины частоты скольжения.

В цепи фаз A и B двигателя включены датчики тока DI, используемые для отрицательной обратной связи по мгновенным значениям фазных токов, что необходимо при частотно-токовом способе управления.

Датчик положения (ДП) — вращающийся трансформатор, включенный по схеме фазовращателя, вырабатывает сигнал $f_{\text{вр}}$, из которого в блоке ФИ11 формируются сигналы обратных связей по положению Sin, Cos и HM (нуль-метки); по скорости — АС (анalogовый сигнал), по частоте вращения $\omega_{\text{вр}}$.

В электроприводе предусмотрена разветвленная система защиты и контроля, обеспечивающая его удобную эксплуатацию и надежность работы.

Транзисторный инвертор (рис. 6.5) представляет собой трехфазную мостовую

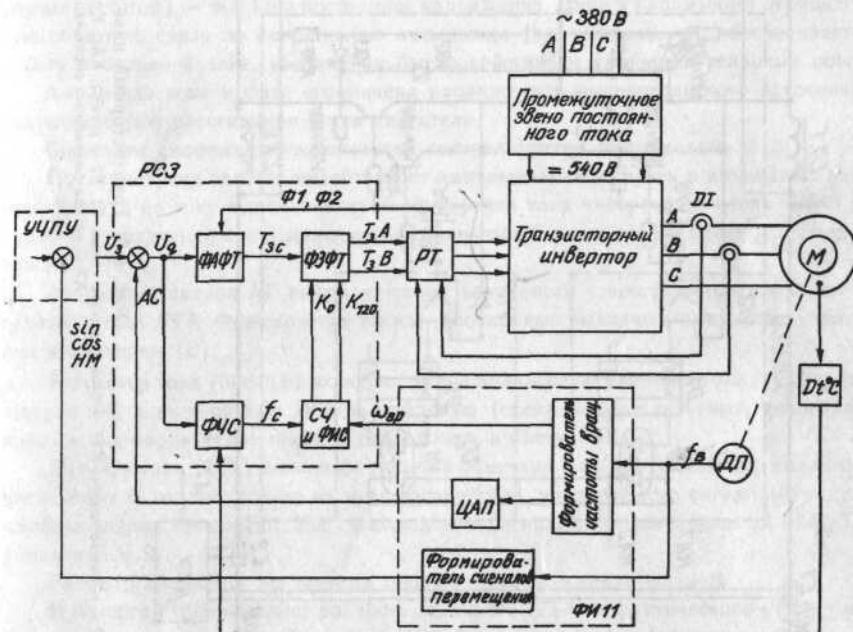


Рис. 6.4. Структурная схема электропривода «Размер 2М-5-21»:
ФАФТ — формирователь амплитуды и фазы тока статора; ФЧС — формирователь частоты скольжения;
ФЗФТ — формирователь задания фазных токов; СЧ и ФИС — сумматор частот и формирователь импульсных сигналов; DI — датчик тока; D_{TC} — датчик температуры; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь; ФВ — фазовращатель — датчик перемещения

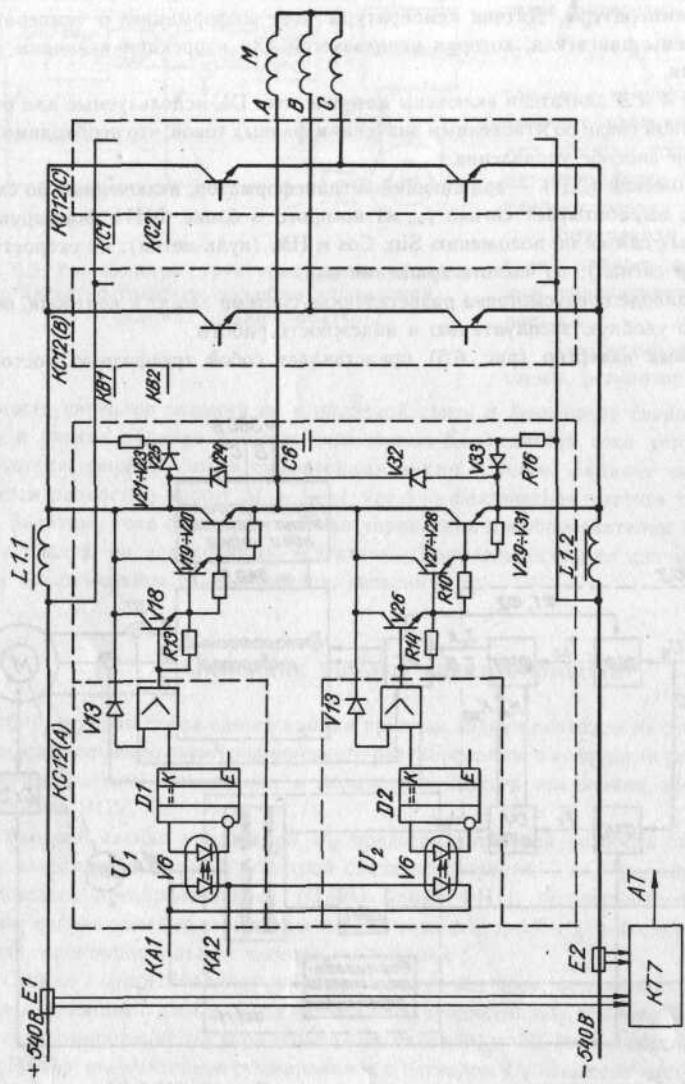


Рис. 6.5. Транзисторный инвертор:
E1, E2 — блок контроля токов; AT — сигнал аварийного торможения;
KC12 — силовые ключи; K77 — блок контроля токов; K41, K42 — шунты; KA1, KA2, KB1, KB2, KC1, KC2 — сигналы управления;

схему, предназначенную для коммутации обмоток асинхронного двигателя; он выполнен на трех транзисторных переключателях типа KC12.

В каждом блоке KC12 расположено два силовых переключателя, включенных по схеме составного транзистора (Дарлингтона) и обеспечивающих коммутацию токов до 20 А при напряжении питания до 675 В.

Питание инвертора осуществляется от звена постоянного тока, в качестве которого используется высоковольтный источник питания напряжением 540 В.

Магнитосвязанные дроссели L1.1 и L1.2 предназначены для ограничения импульсов обратного тока через включенные встречно-параллельно силовым транзисторам возвратные диоды V24 и V32. Дроссели шунтированы цепочками R15, V25 и R16, V33 соответственно, что обеспечивает неразрывность тока при коммутации силовых транзисторов.

Конденсатор C6 защищает транзисторы от перенапряжений.

Управление работой силовых переключателей осуществляется схемами управления U_1 и U_2 , включающими в себя встречно-параллельные оптронные развязки V6, компараторы D1 и усилители. Работой схем U_1 и U_2 управляют сигналы KA1 и KA2 (фаза A), поступающие от регулятора тока (PT8). Питание схем U_1 и U_2 осуществляется от источника вторичного напряжения, преобразующего напряжение прямоугольной формы частотой $f = 800$ Гц в постоянное напряжение. Диод V13 замыкает отрицательную обратную связь по напряжению насыщения транзисторов, что обеспечивает их работу в активной зоне, увеличивая быстродействие и уменьшая тепловые потери.

Амплитуда тока в фазе ограничена напряжением высоковольтного источника и индуктивностью рассеивания фазы двигателя.

Состояние силовых переключателей контролируется светодиодами.

Предусмотрена защита инвертора от импульсных перегрузок и аварийных режимов. Защита по току выполнена путем измерения тока инвертора в цепях +540 В и -540 В и сравнения его с максимально допустимой величиной в блоке контроля токов КТ7.

Аварийный сигнал AT включает схему аварийного токоограничения в блоке регулятора тока PT8. Формируется сигнал блокировки выходных импульсов управления инвертором (Б).

Регулятор тока (рис. 6.6) включает в себя аналоговую (датчики тока ДТ, фазовращатели ФВ и нуль-органы НО) и цифровую (схема выбора режимов, дешифратор кодов и формирователи) части и расположен в блоке PT8.

Датчики тока (TT4) включены только в обмотках фаз А и В. Поэтому аналоговая часть фазы С состоит только из нуль-органа НОЗ, управляемого сигналами задания частоты фазных токов (T_{3A} , T_{3B}) и выходными сигналами фазовращателей (ТА', ТВ') каналов А и В.

Рассмотрим работу регулятора тока на примере канала фазы А.

Нуль-орган НО1 выделяет разность заданного (T_{3A}) и фактического (ТА') токов. В зависимости от знака этой разности НО1 формирует сигнал ПА, имеющий два значения — логическая «1» или логический «0».

Фазовращатель ФВ1 представляет собой фильтр второго порядка, настроенный на частоту 3 кГц. ФВ1 осуществляет формирование синусоидальной формы сигнала ТА', подавляя высокочастотные пульсации.

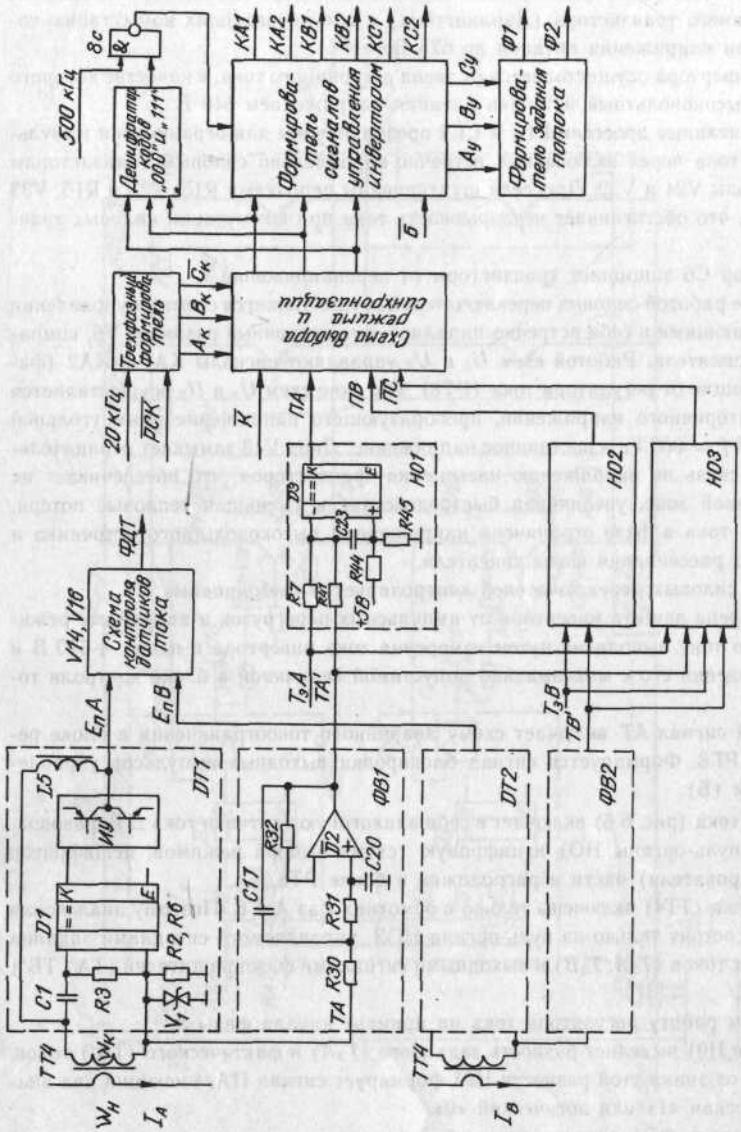


Рис. 6.6. Блок регулятора тока Р18, структурная схема:
 $\Phi B1, \Phi B2$ — фазоразница; DT1, DT2 — датчики тока, HO1, HO2, HO3 — пуль-органы; K — сигнал контрольного режима; B — сигнал блокировки.

При этом он вносит фазовый сдвиг сигнала ТА' на 90 эл. градусов в сторону отставания по сравнению с сигналом ТА, поступающим непосредственно с датчика тока (см. рис. 6.11).

Датчик тока построен по принципу магнитного компаратора и конструктивно выполнен на ферритовом кольце. Магнитное поле, создаваемое фазным током двигателя (ампер-витки $I_a W_n$), компенсируется полем тока, протекающего по компенсационной обмотке W_k трансформатора тока TT4 (ампер-витки $I_k W_k$). Поскольку число витков обмоток составляет $W_n = 1$ и $W_k = 90$, то обеспечивается масштабирование 1:90 по отношению к измеряемому току. Выходной сигнал датчика тока ТА снимается с измерительных резисторов R_2, R_6 . Компенсационный ток I_k формируется импульсным усилителем ИУ, управляемым компаратором D1. Переключение D1 осуществляется производной от ЭДС самоиндукции на обмотке W_k . ЭДС зависит от тока в обмотке W_k и от индуктивности обмотки. Изменение индуктивности обмотки W_k в функции тока показано на рис. 6.7.

Знак тока I_k зависит от полярности напряжения E_{pA} на выходе ИУ. Предположим, оно положительно, а намагничивание кольца идет в условно-положительном направлении. При достижении насыщения кольца дифференцирующая цепочка $C1-R3$ вызовет переключение D1. Полярность напряжения E_{pA} изменится, и начнется перемагничивание кольца в условно-отрицательном направлении. При достижении насыщения кольца вновь произойдет переключение D1 и процесс намагничивания начнется с начала.

Частота переключений составляет 30 кГц, а длительность полупериодов устанавливается автоматически такой, что постоянная составляющая тока I_k в обмотке W_k будет пропорциональна измеряемому току I_a .

Сигнал ТА, снимаемый с измерительного резистора $R_h = 9$ Ом ($R_6 \parallel R_2$), имеет вид:

$$U_{TA} = I_k R_h = \frac{I_a}{90} R_h = \frac{I_a}{10} (B).$$

На выходе ИУ включена индуктивность L_5 , исключающая резкое нарастание тока I_k .

В случае, если по какой-либо причине не произойдет переключение D1, нарастание сигнала ТА вызовет пробой стабилитрона V1, что повлечет переключение D1 и возврат к рабочему циклу намагничивания кольца.

При токах, превышающих ± 60 А, в схеме датчика тока устанавливаются колебания с частотой 1,5 кГц.

Функционирование датчиков тока в фазах контролируется схемой контроля, выполненной на транзисторах V14, V16 и работающей на частоте 3 кГц. В случае неисправности вырабатывается сигнал ФДТ, который индицируется светодиодом V23 и вызывает блокировку работы формирователя сигналов управления инвертором.

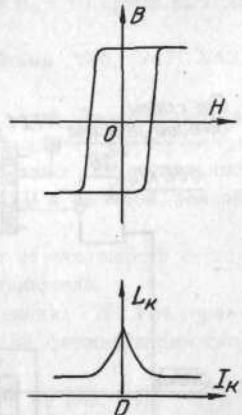


Рис. 6.7. Зависимость индуктивности обмотки L_k датчика тока от намагниченности сердечника и тока

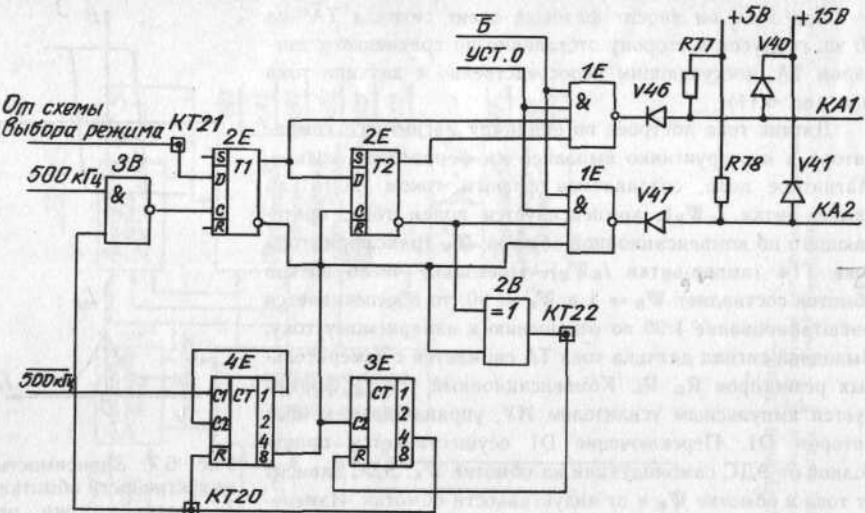


Рис. 6.8. Формирователь импульсов управления инвертором

Компенсационный метод измерения позволяет осуществить гальваническую развязку от силовых цепей и снизить чувствительность датчика тока к частотным помехам в силовой цепи.

Выходные сигналы нуль-органов ПА, ПВ и ПС поступают в схему выбора режима и синхронизации. Режим работы определяет состояние сигнала \bar{K} . В режиме контроля ($K = 0$) управление инвертором осуществляется сигналами Ак, Вк и Ск от трехфазного формирователя.

В автономном режиме $\bar{K} = 1$ и инвертор управляется прямыми сигналами ПА, ПВ и инверсным сигналом ПС.

Дешифратор запрещенных комбинаций (000 и 111) при неправильной работе схемы синхронизации запрещает прохождение тактовой частоты 500 кГц в схему формирования сигналов управления инвертором.

Схема формирователя сигналов управления инвертором формирует сигналы КА1 и КА2 (фазы А) таким образом, что минимальная длительность включенного состояния ключа полумоста инвертора не менее 25 мкс, а выключенного — не менее 55 мкс. Схема формирователя и временные диаграммы представлены на рис. 6.8 и 6.9.

Переключение ключей осуществляется через 39 мкс после поступления сигнала низкого уровня на D-вход триггера T1 (контрольная точка KT21). Эта задержка выполнена с использованием микросхем счетчиков 4Е и 3Е. Элемент 2В — это сумматор по модулю 2. На его выходе формируется сигнал логического нуля при совпадении сигналов на обоих входах, т. е. на элементе 2В осуществляется контроль неправильных состояний триггера 2Е. Практически он осуществляет контроль времени паузы (15 мкс).

Во время паузы сигналы КА1 и КА2 имеют величину 5,8 В, а во время работы ключей — 2,7 В.

Изменение уровня напряжения обеспечивается элементами V46, V47, V40, V41, R77, R78.

Схема формирования задания потока приведена на рис. 6.10. Задание потока осуществляется с помощью сигналов Ф1 и Ф2. Сигналы управления Ay, By, Cy поступают на фильтры низкой частоты (ФНЧ), которые вырабатывают синусоидальные сигналы, изменяющиеся относительно уровня — 5 В от 0 до 10 В и частотой, равной удвоенной частоте вращения поля статора двигателя.

Амплитуда сигналов на выходах фильтров ФНЧ зависит от скважности сигналов Ay, By и Cy и пропорциональна напряжению на фазах двигателя.

Положительный и отрицательный выходы выпрямителя на диодах V29...V34 управляют дифференциальным усилителем на транзисторах V35 и V36, формирующим сигналы управления током возбуждения Ф1 и Ф2.

Диаграмма основных сигналов регулятора тока приведена на рис. 6.11.

Регулятор скорости РСЗ используется в приводе подачи. Он предназначен для формирования сигналов задания фазных токов фаз А и В, для контроля функционирования контура регулирования скорости и выработки сигналов «перегрев двигателя» и «превышение момента» на валу двигателя.

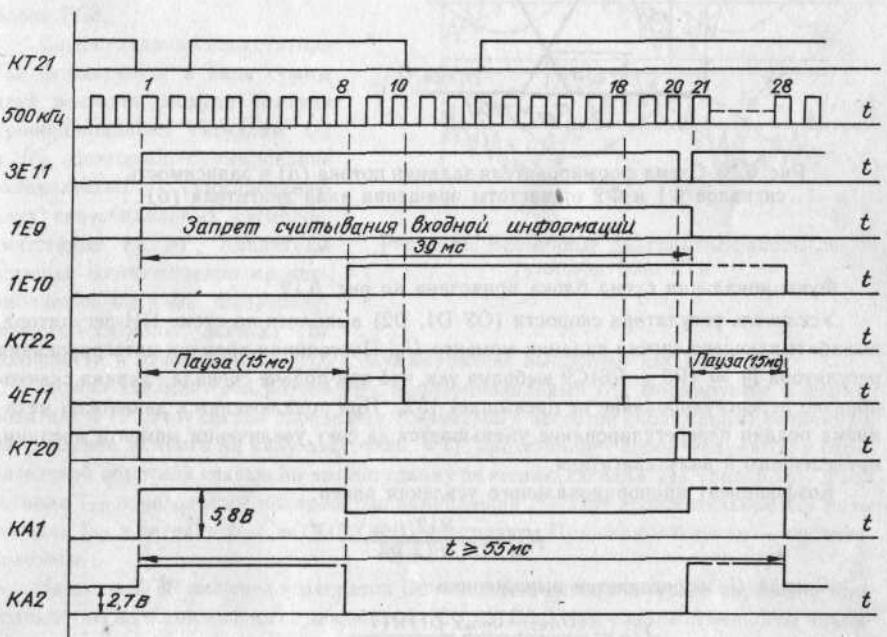


Рис. 6.9. Временные диаграммы работы формирователя импульсов управления инвертором

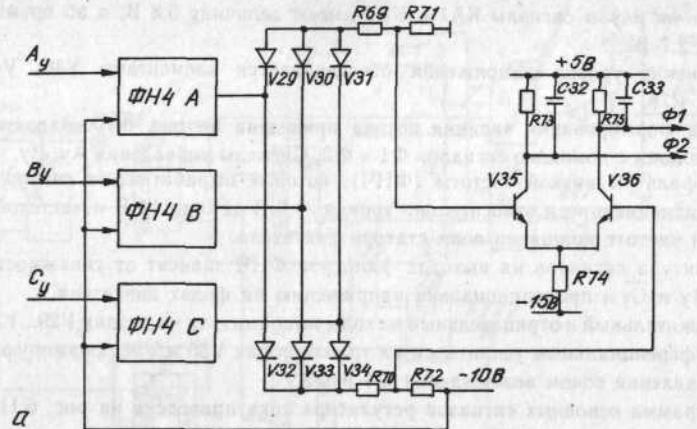


Рис. 6.10. Схема формирователя задания потока (а) и зависимость сигналов Φ_1 и Φ_2 от частоты вращения вала двигателя (б)

Функциональная схема блока приведена на рис. 6.12.

Усилитель регулятора скорости (ОУ D1, D2) выполнен по схеме ПИ-регулятора, вырабатывающего сигнал задания момента U_q . Постоянная времени интегрирования регулятора $T_i = (R3 + R6)C9$ выбрана так, что при подаче сигнала задания скачкообразно перерегулирование не превышает 15%. При подключении к двигателю механизма подачи перерегулирование уменьшается за счет увеличения момента инерции, приведенного к валу двигателя.

Коэффициент пропорционального усиления равен:

$$K_p = \frac{R12}{R3+R6}.$$

Сигнал U_q определяется выражением:

$$U_q = \frac{(U_{\text{пит}} - U_{\text{вых D1}})R17}{R17 + R16}.$$

Уровень сигнала U_q определяет задание момента на валу двигателя. Максимальному моменту соответствует $U_q = \pm 5$ В. Ограничение выполняется диодным огра-

ничителем V6...V9. Повторитель на ОУ D2 служит для согласования ПИ-регулятора с последующими схемами.

С помощью ключа на полевом транзисторе V5 исключается интегральная ошибка в сигнале U_q . Измерительный прибор РУ контролирует величину заданного момента. Отклонению стрелки до цифры «1» соответствует номинальное значение момента.

При превышении уровня 2,5 В на выходе ПИ-регулятора (D1) на время больше 200 мс срабатывает компаратор D3, расположенный в схеме ФБЛ. Выдается сигнал блокировки ФБ в блок автоматики АП5, а также загорается светодиод V26 на блоке РСЗ.

Сигнал задания тока статора $T_{\text{зс}}$ формируется в виде суммы двух векторов, модули которых пропорциональны сигналам U_d и U_q . Векторное суммирование эквивалентно суммированию двух синусоидальных сигналов, смещенных на 90° , амплитуды которых соответственно пропорциональны U_d и U_q . Фаза полученного сигнала зависит от полярности и отношения (U_q/U_d) . Суммирование выполняет ОУ D14.

Сигнал задания тока ротора $T_{\text{зр}}$, пропорциональный U_q , формируется в формирователе ФТР. Этот сигнал определяет (совместно с частотой скольжения) величину и направление момента на валу двигателя. ФТР представляет собой модулятор с отрицательной обратной связью по амплитудному значению сигнала $T_{\text{зр}}$ (рис. 6.13). Фаза сигнала $T_{\text{зр}}$ определяется полярностью напряжения U_q . При положительном U_q фазы сигнала $T_{\text{зр}}$ и сигнала U_p ($= \cos \varphi / \Phi_B$) совпадают. При отрицательном — противоположны.

На входе ФТР включен интегратор D6, выходной сигнал которого управляет проводимостью каналов полевых транзисторов D5.1 и D5.2, тем самым изменяется напряжение баланса моста. Усилитель D7 на выходе формирует синусоидальный сигнал $T_{\text{зр}}$ с амплитудой, равной U_q . Обратная связь осуществляется через ОУ D9. К неинвертирующему входу D9 подключен ключ V12, проводимость канала которого управ-

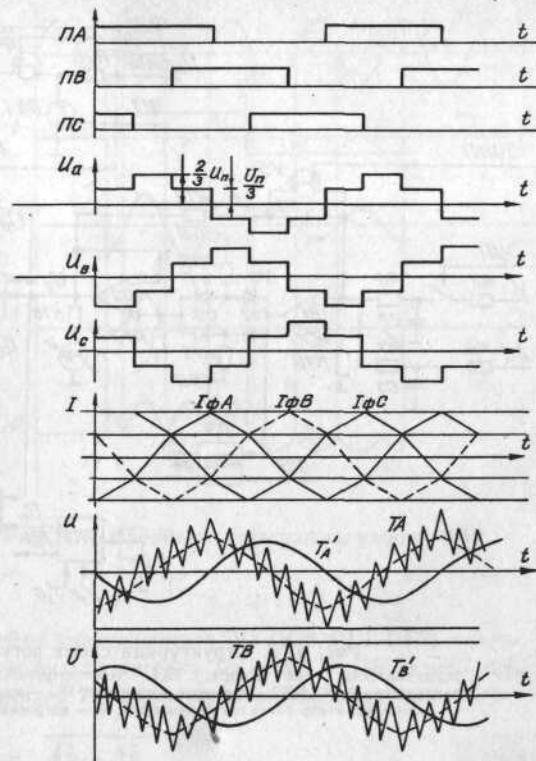


Рис. 6.11. Временные диаграммы работы регулятора тока РТ8

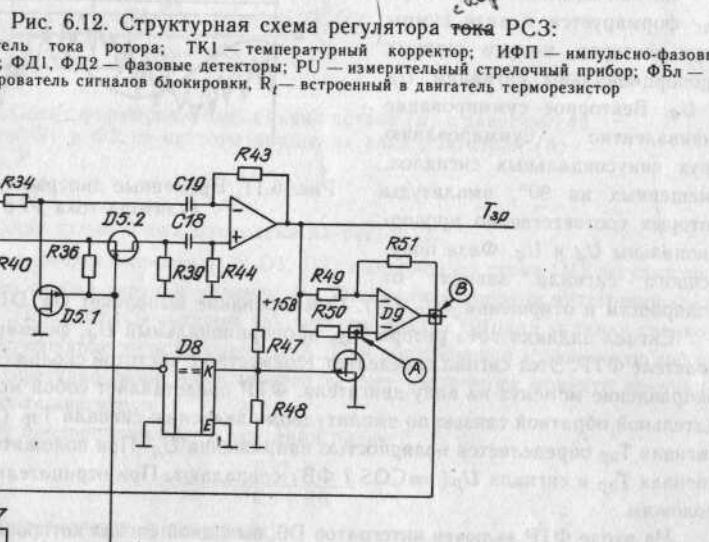
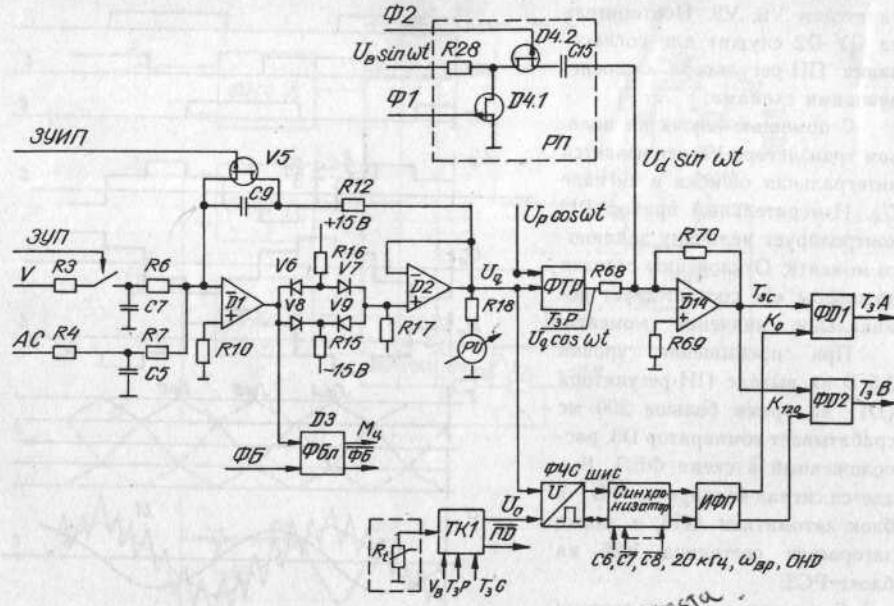


Рис. 6.13. Схема формирователя тока ротора ФТР

сяется компаратором D8. Моменты подключения обратной связи определяются сигналом U_p . Срабатывание компаратора D8 переводит ОУ D6 в режим инвертирования напряжения.

Выделенная разность между U_q и сигналом T_{3p} служит для коррекции амплитуды сигнала T_{3c} .

Вторая составляющая сигнала T_{3c} — задание потока (тока возбуждения) — формируется в регуляторе потока РП (D4.1 и D4.2) при помощи вспомогательных сигналов Φ_1 и Φ_2 . Амплитуда этой составляющей зависит от эквивалентной проводимости Т-образной цепи $\gamma(U_d)$, включенной на входе усилителя D14 (R28, D4.1, D4.2) и являющейся функцией сигнала $U_d = 8,4$ В ($U_B = \sin \omega t$).

Формула (6.5) полностью соответствует выражению (6.3).

Сигналы задания фазных токов T_{3A} и T_{3B} получаются с помощью фазовых детекторов ФД1 и ФД2.

Сигнал T_{3B} сдвинут относительно T_{3A} на 120 эл. градусов. Оба

сигнала имеют синусоидальную форму с частотой, которая определяется выражением

$$f = p f_{\text{вр}} \pm f_c, \quad (6.5)$$

где p — число пар полюсов асинхронного двигателя; $f_{\text{вр}}$ — частота вращения ротора; f_c — частота скольжения.

Схема фазового детектора приведена на рис. 6.15.

На вход детектора подается сигнал T_{3c} частотой 2 кГц и сигнал K_{120} , частота которого — 2 кГц $\pm (pf_{\text{вр}} \pm f_c)$, а скважность равна 2.

Фазовый детектор состоит из фазочувствительного выпрямителя D18 и активного

фильтра низкой частоты D19. Сигнал K_{120} управляет ключом V28. На выходе D18 фор-

мируется напряжение, постоянная составляющая которого меняется по синусоидальному

закону с частотой $pf_{\text{вр}} \pm f_c$. Активный фильтр на D19 выделяет синусоид

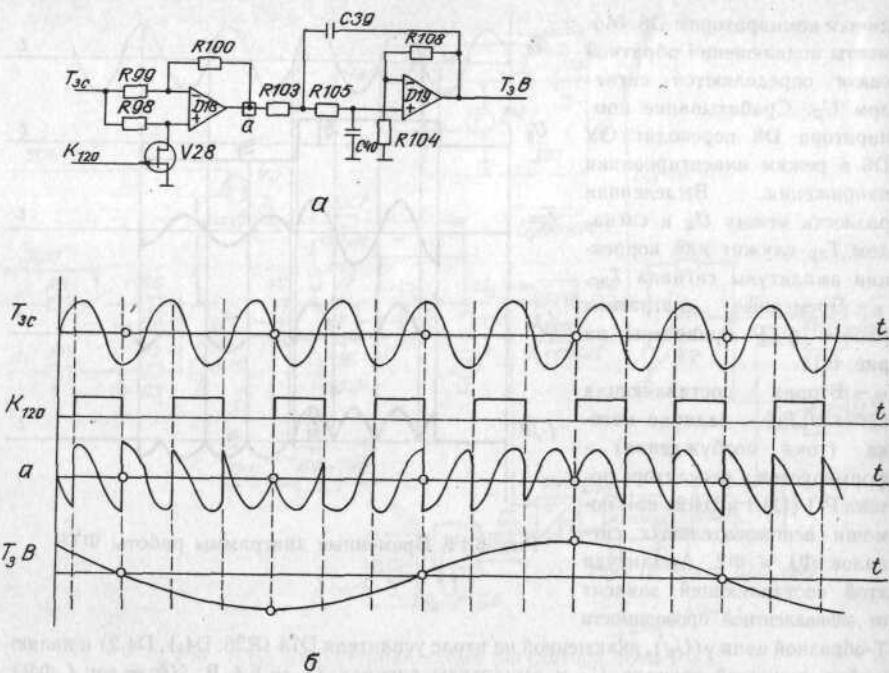


Рис. 6.15. Схема фазового детектора ФД (а) и временные диаграммы работы ФД (б)

Сигнал, содержащий частоту скольжения f_c , формируется в виде импульсной последовательности частотой $f_0 \pm f_c$ путем преобразования сигнала U_q в широтно-импульсный сигнал и регулирования этим сигналом среднего количества дополнительных импульсов, суммируемых с импульсами опорной частоты f_0 .

При изменении температуры обмотки ротора частота скольжения должна пропорционально изменяться. В режимах с ослаблением потока, частота f_c должна зависеть от отношения сигналов U_q/U_d . При этом развиваемый двигателем момент будет изменяться пропорционально U_d . Такие режимы возникают при снижениях напряжения в сети переменного тока, а также при частотах вращения вала двигателя близких к 1500 мин^{-1} . Для двигателей с напряжением питания $220/380 \text{ В}$ амплитудное значение линейного напряжения при включении в звезду становится близким к напряжению звена постоянного тока, поэтому регулирование в области больших частот вращения должно сопровождаться пропорциональным снижением потока.

Формирователь частоты скольжения ФЧС (рис. 6.16) преобразует U_q в широтно-импульсный сигнал, скважность которого является информационным параметром. В импульсно-фазовом преобразователе выделяется частота скольжения f_c .

ФЧС состоит из интегратора D15, компаратора D16, триггера-синхронизатора 3В и устройства умножения напряжения на знак (V17, V18, D17).

При $U_q = 0$ сигнал ШИС имеет частоту $1,7 \text{ кГц}$ со скважностью 2. При положительном значении U_q величина скважности уменьшается, а при отрицательном — увеличивается. Период сигнала ШИС пропорционален соотношению $(4R74 \times R77 \times C30)/R78$, то есть он не зависит от величин U_o и U_q . Эти сигналы связаны с длительностью импульса t соотношением $U_q/U_o = t/T = -0,5$, где T — период ШИС.

Триггер 3В используется для синхронизации фронтов широтно-импульсного сигнала импульсами 10 кГц .

Сформированный сигнал ШИС поступает на схему синхронизации, где синхронизируется сигналами \bar{C}_7 , \bar{C}_8 . Далее он используется для регулирования количества импульсов, суммируемых или вычитаемых (в зависимости от сигнала ОНД) с импульсами опорной частоты 2 МГц (строб C6). Суммирование осуществляется в реверсивном счетчике, выполненном на трех микросхемах K155IE7. Счетчик формирует сигнал $f_{\text{вых}} = f_0 + (pf_{\text{вр}} \pm f_c)$, где $f_0 = 2 \text{ кГц}$.

Значение частоты скольжения определяется выражением

$$f_c = \frac{U_q \cdot R74}{U_0 \cdot R73 \cdot T_{10} \text{ кГц} \cdot 10^3}, \text{ Гц},$$

где $T_{10} \text{ кГц}$ — период сигнала частотой 10 кГц ; U_0 — опорное напряжение, вырабатываемое температурным корректором.

Составляющая $pf_{\text{вр}}$ вводится с помощью сигнала $\varphi_{\text{вр}}$, поступающего из блока ФИ11. Полученная на выходе реверсивного счетчика частота $f_{\text{вых}}$ поступает на формирователь сигнала K_0 и K_{120} . Последние имеют между собой фазовый сдвиг в 120° градусов.

Температурный корректор (рис. 6.17) вырабатывает сигнал

$$U_0 = \frac{1,44 U_d}{1 + \alpha(t - t_0)}$$

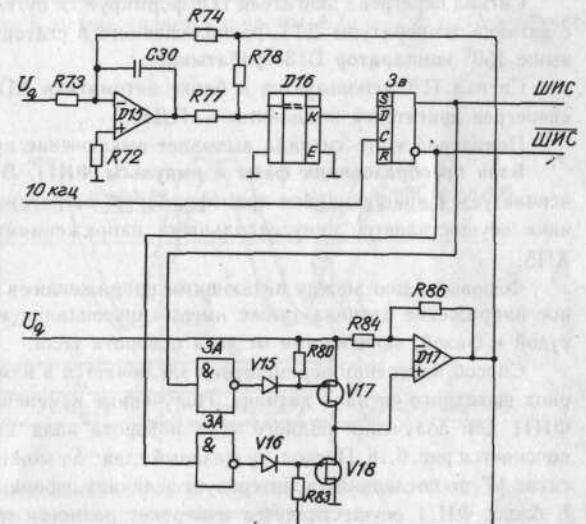


Рис. 6.16. Преобразователь напряжения в широтно-импульсные сигналы

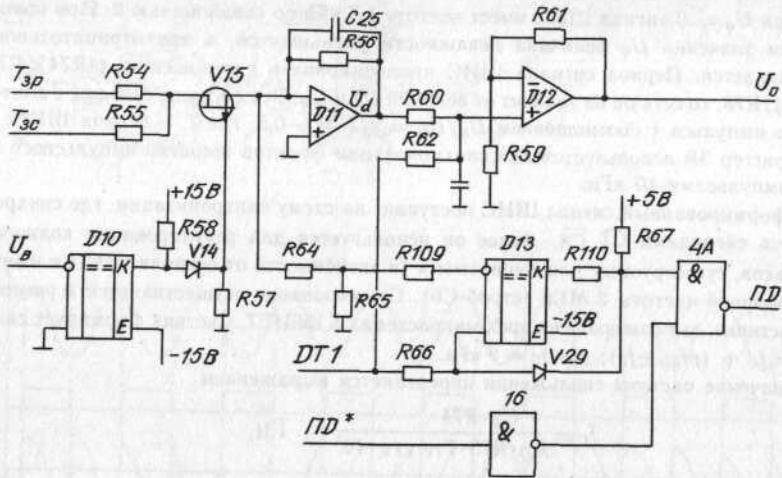


Рис. 6.17. Схема температурного корректора ТК1

При $t = 20^\circ$ $U_0 = 2,36$ В, при $t = 120^\circ$ $U_0 = 1,65$ В, $U_d = 1,65$ В и не зависит от температуры.

Составляющая U_d формируется фильтром низкой частоты D11 путем вычитания сигналов T_{3O} и T_{3P} при помощи фазочувствительного выпрямителя (D10, V15).

Сигнал перегрева двигателя ПД формируется путем сравнения уставки и сигнала с датчика температуры ДТ1, расположенного в статоре двигателя. При температуре выше 150° компаратор D13 срабатывает.

Сигнал ПД используется в блоке автоматики АП5 для формирования сигнала «перегрев двигателей комплекта» — ПДК.

Появление этого сигнала вызывает выключение привода.

Блок преобразования фазы в импульсы ФИ11. В качестве датчика положения используется врачающийся трансформатор, встроенный в двигатель. Питание датчика осуществляется синусоидальными напряжениями, вырабатываемыми в блоке АП5.

Фазовый сдвиг между питающими напряжениями равен 90 эл. градусов. Выходное напряжение датчика также имеет синусоидальную форму с переменной амплитудой и фазой, зависящими от угла поворота вала.

Способ измерения перемещения заключается в измерении изменения фазы за период выходного сигнала датчика. Полученные изменения фазы суммируются в блоке ФИ11 для получения полного угла поворота вала двигателя. Принцип измерения поясняется рис. 6.18. Поскольку фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ можно представить и как временной сдвиг ΔT , то последний характеризует величину перемещения механизма от исходного. В блоке ФИ11 осуществляется измерение разности периодов выходного сигнала и

питающего напряжения $\Delta T_i = T_{bi} - T_p$. При $T_{bi} > T_p$ будет одно направление движения, а при $T_{bi} < T_p$ — обратное. Случай $T_{bi} = T_p$ соответствует остановке двигателя.

Величина ΔT_i также характеризует скорость перемещения, а ее знак — направление перемещения.

Структурная схема блока ФИ11 представлена на рис. 6.19. Сигнал f_b с датчика поступает на схему формирователя непрерывной фазы ФФН (рис. 6.20, а). ФФН преобразует синусоидальный сигнал f_b в дискретный ФН. Схема выполнена на двух компараторах D6 и D7, которые управляют работой триггера T. Уставки срабатывания компараторов различны. D6 срабатывает при переходе f_b через ноль, а D7 при превышении напряжения смещения $-2,4$ В (рис. 6.20, б).

В режиме контроля транзисторы V17, V15 отключают компараторы, и формирование ФН осуществляется от контрольных сигналов ФК1 и ФК2.

Положительный фронт сигнала ФН управляет формирователем стробов, вырабатывающим три разнесенных во времени строба: С3, С4, С5. С помощью стробов синхронизируются все узлы блока ФИ11, осуществляется начальная установка, запись и другие операции в элементах памяти блока.

Сигнал ФН делится на 2 для получения сигналов управления счетчиками и синхронизируется частотой 32 мГц. Измерение перемещения производится с помощью счетчиков С41 и С42. Использование двух счетчиков вызвано необходимостью фиксировать перемещения в каждом периоде выходного сигнала.

Выход счетчиков — двоичный, что необходимо для управления цифроаналоговым преобразователем (ЦАП). Однако переполнение счетчиков должно происходить при числе счетных импульсов, кратном десяти, исходя из требуемой величины дискретности. Для приведения двоичного счета $2^{14} = 16384$ к объему 1600 выполняется начальная установка счетчика в число $384 = 16384 - 1600$. Такой объем счетчика позволяет измерять фазу выходного сигнала датчика перемещений с большой точностью. Дискретность измерений перемещения равна периоду частоты заполнения счетчика.

Так как сравнение периода f_b осуществляется с частотой $f_p = 2$ кГц, то в случае

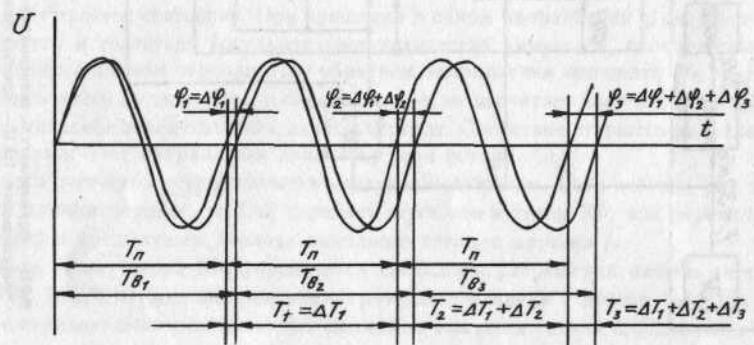


Рис. 6.18. Диаграмма изменения фазы и периода выходного сигнала фазовращателя при вращении ротора

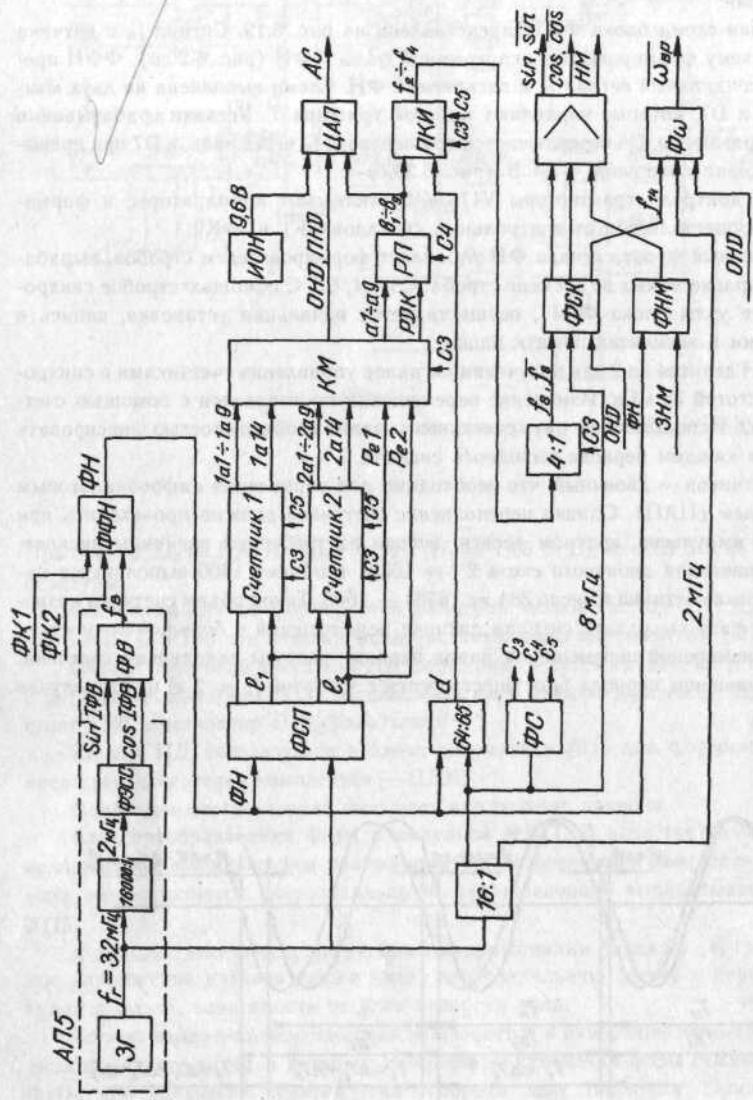


Рис. 6.19. Структурная схема блока ФПЧ:

ФФН — формирователь непрерывной фазы; ФСП — формирователь сигналов перемещения; КМ — коммутатор; РП — регистр перемещения; ПКИ — преобразователь кодов в последовательность импульсов; ИОН — источник опорного напряжения; ЦАП — цифровой преобразователь; ФС — формирователь стробов; ФВ — формирователь эталонных синусоидальных сигналов sin и cos; ФНМ — формирователь сигнала нуль-метки; Φ_n — формирователь сигнала нуль-метки; Φ_n — формирователь сигнала Φ_n ; 16:1 — делитель с соответствующими коэффициентами деления

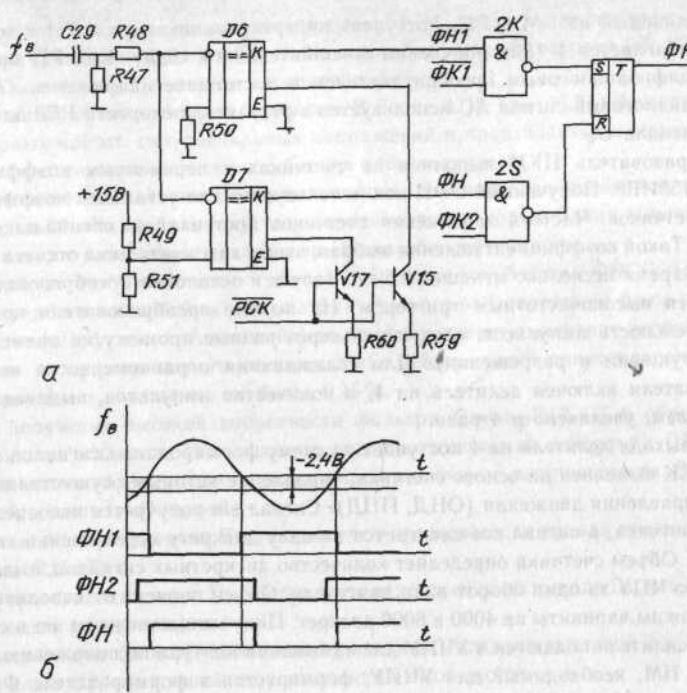


Рис. 6.20. Формирователь сигнала непрерывной фазы ФФН:
а — принципиальная схема; б — диаграмма формирования сигнала ФН

отсутствия движения за период выходного сигнала счетчик успевает заполниться и вернуться в нулевое состояние. При вращении в одном направлении ($f_b < f_n$) счетчик переполнится и сосчитает дополнительное количество импульсов, пропорциональное перемещению в данном периоде. При обратном направлении вращения ($f_b > f_n$) счетчик не заполнится до половины, а следовательно, не досчитает количество импульсов, пропорциональное перемещению в данном периоде. Состояние старшего разряда счетчика характеризует направление движения вала ротора.

Работа счетчиков осуществляется следующим образом. Если счетчик С41 заполняется в данном периоде, то С42 передает через коммутатор КМ код перемещения, полученный в предыдущем периоде выходного сигнала датчика f_b .

Работа коммутатора КМ управляется сигналами разрешения работы счетчиков Рe1 и Рe2. В КМ осуществляется анализ старшего разряда счетчика 1a14 (2a14), и в случае отрицательного направления движения выдается сигнал ОНД. Кроме этого, код, полученный со счетчика, инвертируется и выдается вместе с сигналом РДК в регистр перемещения РП. Из РП полученный код передается в «преобразователь кода в количество импульсов» (ПКИ) и ЦАП в течение периода выходного сигнала f_b . Если

код, передаваемый из КМ в РП, поступает инвертированным, то в РП к младшему разряду добавляется 1 (для получения дополнительного кода). Код РП преобразовывается цифроаналоговым преобразователем в постоянное напряжение (АС). Полученный аналоговый сигнал АС используется в регуляторе скорости РСЗ для формирования сигнала U_q .

Преобразователь ПКИ выполнен на счетчиках с переменным коэффициентом деления К155ИЕ8. Полученный с РП код используется для установки коэффициентов деления счетчиков. Частота заполнения счетчиков поступает со специального делителя 64:35. Такой коэффициент деления выбран, чтобы закончить цикл отсчета 2048 импульсов за время несколько меньше 0,5 мс. Запуск и остановка преобразователя осуществляются высокочастотным триггером. На выходе преобразователя получается последовательность импульсов, следующих через разные промежутки времени (т. е. имеются сгущения и разрежения). Для сглаживания неравномерности на выходе преобразователя включен делитель на 4, а количество импульсов, выдаваемое преобразователем, увеличено в 4 раза.

Код с выхода делителя на 4 поступает на схему формирования сигналов sin и cos (ФСК). ФСК выполнен на основе счетчика, управление которым осуществляется сигналами направления движения (ОНД, ПНД). Сигнал sin получается непосредственно с выхода счетчика, а сигнал cos сдвигается на одну дискрету перемещения специальной схемой. Объем счетчика определяет количество дискретных сигналов, выдаваемых в устройство ЧПУ за один оборот вала двигателя. Объем зависит от исполнения привода. Возможны варианты на 4000 и 8000 дискрет. Полученные сигналы sin и cos через выходные усилители подаются в УЧПУ для замыкания контура по положению. Сигнал нуль-метка НМ, необходимый для УЧПУ, формируется в формирователе ФНМ при совпадении сигналов ФН и ЗНМ (зона нуль-метки).

Импульс ЗНМ вырабатывается в блоке АПБ и имеет фиксированный сдвиг относительно f_p . Наличие сигнала НМ индицируется светодиодом V3.

Параметры сигналов sin, cos и НМ аналогичны сигналам, вырабатываемым импульсно-кодовыми датчиками, например типа ВЕ-178.

С выхода счетчика ФСК снимается сигнал, формируемый в формирователе импульсного сигнала $\omega_{\text{пр}}(\Phi)$, последовательность импульсов, представляющих в некотором масштабе импульсы перемещения, и сигнал направления движения. За один оборот вала двигателя выдается 2000 импульсов. Направление движения определяется моментом формирования импульсов. При положительном направлении движения импульсы выдаются на положительном фронте сигнала с выхода счетчика, а при обратном направлении движения — на отрицательном фронте вышеуказанного сигнала.

Цикл работы блока начинается с момента перехода выходного сигнала датчика f_b через ноль от отрицательного значения к положительному. При этом начинается заполнение одного счетчика С41, установленного в исходное состояние в предыдущем периоде. Формирователь строба вырабатывает стробы С3, С4, С5. Стробом С3 в коммутатор КМ из счетчика записывается сигнал направления движения. Происходит установка в нулевое состояние делителя 4:1 и ПКИ.

Строб С4, если есть сигнал РДК, прибавляет в регистр перемещений РП единицу к коду, полученному от коммутатора КМ. По стробу С5 разрешается работа ПКИ и производится установка в нулевое состояние счетчика С42.

В режиме сигнатурного контроля в блоке ФИ11 происходит контроль цифровой части блока сигналами ФК1 и ФК2. Работоспособность компараторов D6, D7 в ФФН и ЦАП при сигнатурном контроле не контролируется.

Блок автоматики и питания датчиков. В блоке АПБ (рис. 6.21) формируются сигналы опорных частот, синусоидальных напряжений и производится мгновенная обработка диагностических сигналов от блоков электропривода.

Сигналы опорных частот получаются путем деления задающей частоты 32 мГц. Генератор на 32 мГц стабилизируется кварцевым резонатором. Такая высокая частота необходима для повышения разрешающей способности привода.

Эталонные синусоидальные сигналы формируются блоком ФЭСС (рис. 6.22), который представляет собой систему автоматического регулирования фазы (САРФ) на основе активного фильтра. Активный фильтр обеспечивает выделение первой гармоники сигнала из прямоугольного сигнала 2 кГц. Полученный синусоидальный сигнал имеет нелинейные искажения не более 0,15%.

Для получения высокой добротности фильтра $Q = \omega_p R_{17} C_7$ в обратной цепи операционного усилителя D1 включена цепь, состоящая из инвертора D2, интегратора D3 и сопротивления $R_{\text{экв}}$, имитирующая включение индуктивности. Здесь ω_p — резонансная частота фильтра.

Величина сопротивления $R_{\text{экв}}$ зависит от проводимости канала транзистора V5 и резисторов R15, R16.

Ток, протекающий через $R_{\text{экв}}$, отстает от напряжения на выходе D1, что равносильно включению индуктивности.

Фильтр вносит фазовый сдвиг между входным сигналом частотой 2 кГц и выходным сигналом U_b , зависящий от соотношения этих частот.

При совпадении частот фазовый сдвиг равен нулю, а коэффициент передачи фильтра будет максимальен. Поддержание точного совпадения частот осуществляется системой автоматического управления САРФ. В САРФ входят фазовый компаратор,

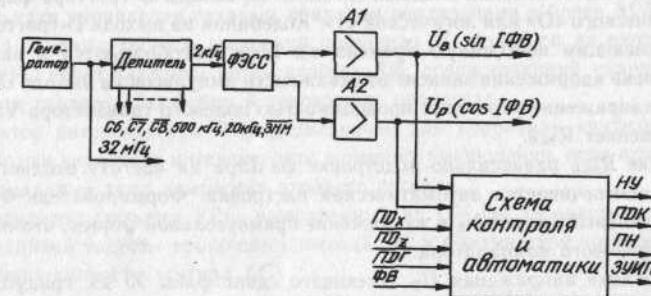


Рис. 6.21. Структурная схема блока автоматики и питания датчиков АПБ:

A1, A2 — усилители; ФЭСС — формирует эталонные синусоидальные сигналы; НУ — сигнал нулевой установки; ПД_x, ПД_y, ПД_z — сигналы перегрева двигателей; ФВ — сигналы блокировки из-за отказа блоков привода; ЗУИП — сигнал «Установка»; ПН — сигнал превышения напряжения; ЗНМ — сигнал «Зона нуль-метки»

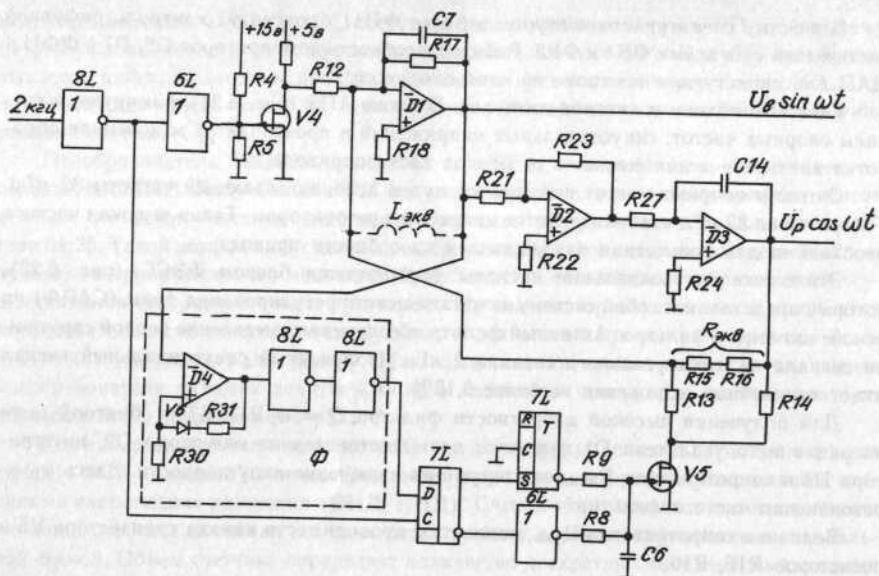


Рис. 6.22. Схема формирователя эталонных синусоидальных сигналов ФЭСС:
 $L_{\text{экв}}$ — эквивалентная индуктивность; $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление

выполненный на D-триггере, фильтр низкой частоты ФНЧ, формирователь Φ и транзистор V_5 .

Фазовый компаратор определяет фазовый сдвиг между входными сигналами. В зависимости от соотношения входных сигналов на выходе D-триггера формируются сигналы логического «0» или логической «1». Колебания на выходе D-триггера фильтром ФНЧ, имеющим постоянную времени $\tau \gg 1/\omega_p$, преобразуются в напряжение. Средний уровень напряжения зависит от скважности импульсов на выходе D-триггера. Полученное напряжение управляет проводимостью полевого транзистора V_5 , а следовательно, изменяет $R_{\text{экв}}$.

Изменение $R_{\text{экв}}$ равносильно подстройке фильтра на частоту входного сигнала 2 кГц, т. е. обеспечивается автоматическая настройка. Формирователь Φ преобразует синусоидальный сигнал U_B в напряжение прямоугольной формы, что необходимо для работы фазового компаратора.

Формирование напряжения U_p , имеющего сдвиг фазы 90 эл. градусов относительно U_B , осуществляется с помощью интегратора D_3 .

В блоке АП5 реализована схема автоматики, выполняющая следующие функции:

- обеспечение работы приводов по сигналам включения приводов подач, сброс самоблокировки реле K_1 и K_2 ;

- обработка диагностических сигналов функционирования блоков приводов подач и блоков главного привода, сигналов перегрева двигателей и т. д.;

— контроль по уровню синусоидальных напряжений $\sin I$ ФВ и $\cos I$ ФВ;

— формирование цикла подключения электропривода к сети переменного тока;

— формирование сигналов нулевых установок и сигналов запрета управления приводами;

— формирование цикла отключения электропривода;

— индикация неисправности.

При отключении привода сброс элементов памяти блока АП5 не происходит, т. е. индикация неисправности сохраняется, что позволяет быстро локализовать и устранить неисправность.

При отключении от сети переменного тока приводы подач и главного движения переводятся в режим торможения, осуществляемый за счет энергии, накопленной в батарее конденсаторов С3...С118.

Максимальное время торможения не превышает 0,5 с.

При торможении двигателей напряжение на конденсаторах может превышать значение выпрямленного напряжения. Для выравнивания мощности потерь в двигателях, потерь в инверторах и потребляемой мощности источников вторичного питания, к конденсаторам подключаются балластные резисторы R_4 ... R_{33} , находящиеся в блоке БК41. Подключение осуществляется разрядным ключом КР9, управляемым сигналом из блока ИП36 и контролирующим превышение напряжения уровня 650 В.

Разрядные ключи КР9 состоят из двух прерывателей на ток 25 А, схема которых аналогична силовым ключам блока инвертора КС12.

Главный привод обеспечивает двухзонное регулирование частоты вращения (рис. 6.23). В первой зоне, т. е. диапазоне частот вращения от 0 до $n_{\text{ном}}$ обеспечивается регулирование при постоянстве предельно допустимого момента, а во второй зоне от $n_{\text{ном}}$ до n_{max} — при постоянстве мощности.

Автоматика управления главным приводом реализована в блоке АГ5 (рис. 6.24).

Сигнал задания частоты вращения шпинделя U_s подается на вход регулятора скорости УРС через задатчик интенсивности ЗИ, сглаживающий ударные нагрузки на механизм главного движения в переходных процессах.

Регулятор интенсивности РИ предназначен для коррекции крутизны выходной характеристики задатчика интенсивности в сторону уменьшения, если привод не отрабатывает заданный темп изменения входного сигнала.

ПИ-регулятор скорости УРС, выполненный на ОУ D_4 , осуществляет сравнение сигнала заданной частоты вращения с выхода ЗИ и фактической частоты, поступающей с датчика скорости (сигнал АС).

Блокировка регулятора осуществляется сигналом ЗУИГ, исключающим интегральную составляющую в сигнале U_q путем шунтирования конденсатора в обратной связи ПИ-регулятора.

Сигнал ЗУГ запрещает подачу на привод управляющего сигнала.

Сигнал «Огр. М» ограничивает величину задания момента на уровне ± 5 В.

Блок ЗТЧ формирует сигналы задания фазных токов ТзА и ТзВ и отличается

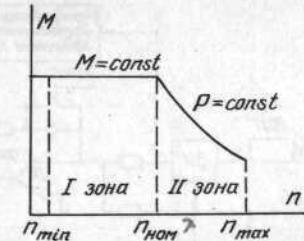


Рис. 6.23. Зависимость $M_{\text{доп}} = f(n)$ главного привода
«Размер 2М-5-21»

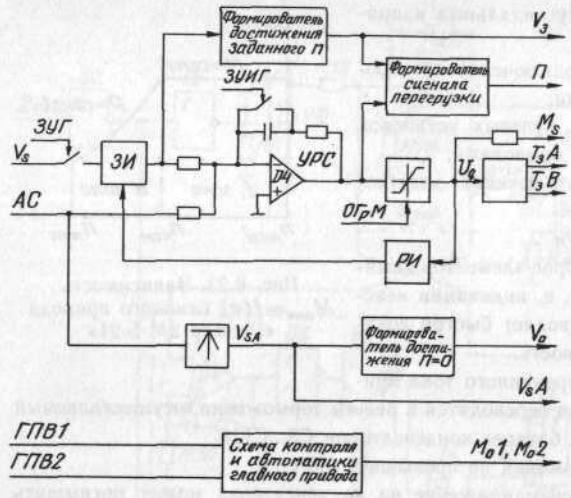


Рис. 6.24. Функциональная схема блока АГ5

от блока регулятора скорости РС3 привода подач отсутствием в нем ПИ-регулятора и диодного ограничителя.

Регулятор тока РТ9 отличается от регулятора РТ8 привода подач только наличием третьего датчика тока в фазе С.

Схема силового инвертора привода главного движения приведена на рис. 6.25 и выполнена на шести блоках КС12. Контроль работы схемы аналогичен приводу подач и выполняется блоком КТ7.

Измерение числа оборотов осуществляется подобно приводам подач. Блок ИС4 отличается от блока ФИ11 отсутствием формирователей и усилителей нуль-метки, сигналов \sin и \cos . Для определения направления движения в блоке ИС4 используется 13-й разряд счетчиков перемещения. Частота заполнения ПКИ отличается от частоты, применяемой в блоке ФИ11, и вырабатывается делителем 64:37.

Работа блока ИС4 полностью аналогична работе ФИ11.

Схема автоматики главного привода, расположенная в блоке АГ5, обеспечивает следующие функции:

— снижение сигнала задания момента U_q примерно в 5 раз по команде «Ограничить момент»;

— формирование сигнала функционирования блоков РТ9, ЗТ4, АГ5 главного привода ФБГ;

— формирование сигнала «главный привод включен» ГПВ1 и ГПВ2;

— формирование циклов включения и выключения главного привода;

— возможность блокировки сигналов неисправности ФБГ в режиме наладки;

— индикацию неисправностей контура скорости главного привода по сигналу Π .

Сигнал Π вырабатывается при неисправностях в контуре регулирования скорости, вызывающих перегрузку двигателя.

Схема автоматики начинает функционировать при подаче на блок напряжения

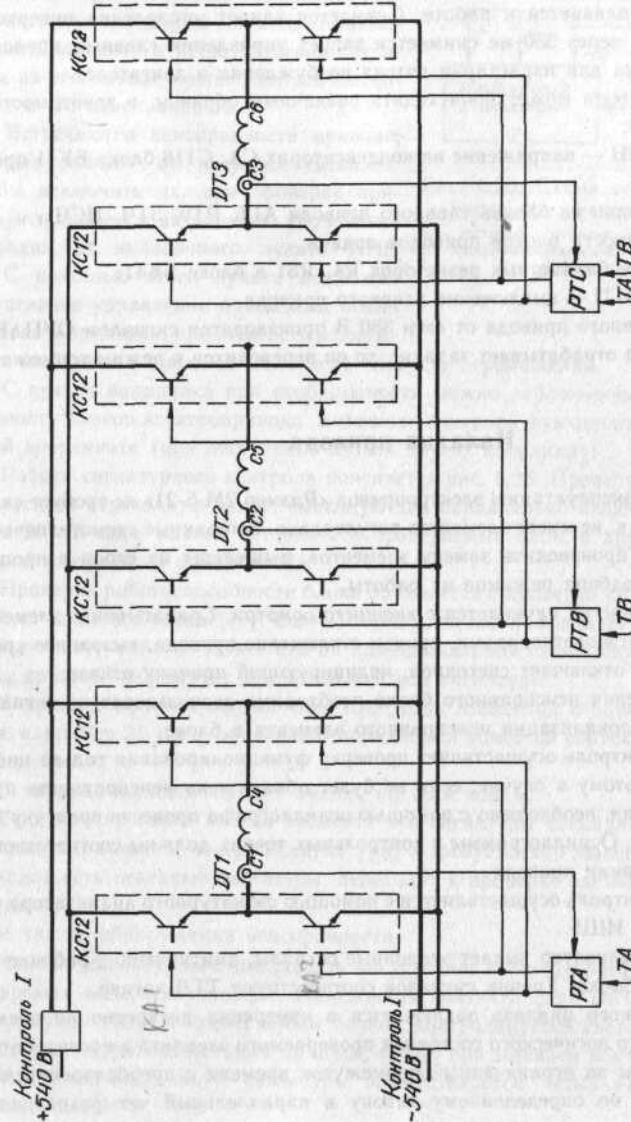


Рис. 6.25. Транзисторный инвертор главного привода:
 $C1—C4, C2—C5, C3—C6$ — выходы фаз электролитаторов; $PTA, PTB, PTС$ — регуляторы тока соответственно в фазах А, В, С;
 $КТ7$ — схема контроля тока блока КТ7; $KC12$ — ключи силовые

питания и после прохождения сигналов «Уст. 0» или ПУ. Вначале осуществляется частичный контроль функционирования блоков ЗТ4, РТ9. После анализа вырабатывается команда включения пускателя в цепи переменного тока 380 В, при этом главный привод подготавливается к работе. Снимается запрет управления инвертором главного привода, а через 350 мс снимается запрет управления главным приводом. Задержка необходима для нарастания потока возбуждения в двигателе.

Отключение привода может происходить различным образом, в зависимости от причины отключения:

- по сигналу ПН — напряжение на конденсаторах С3...С118 блока БК41 превышает 650 В;
- неисправен один из блоков главного привода АГ5, РТ9, ЗТЧ, ИСЧ;
- при неисправности блоков приводов подачи;
- при перегреве балластных резисторов R4...R31 в блоке БК41;
- по сигналу ВГП — выключение главного привода.

Отключение главного привода от сети 380 В производится сигналом ОУП. Если в этот момент привод отрабатывает задание, то он переводится в режим торможения.

Наладка привода

При введении в эксплуатацию электропривод «Размер 2М-5-21» не требует какой-нибудь настройки, т. к. не имеет элементов регулировки. Выбранные схемотехнические решения позволяют производить замену элементов, вышедших из строя в процессе эксплуатации, без подбора режимов их работы.

Поиск неисправностей начинается с внешнего осмотра. Срабатывание элементов контроля индицируется светодиодами, причем отключение привода, вызванное срабатыванием защит, не отключает светодиод, индицирующий причину отказа.

После обнаружения неисправного блока необходимо воспользоваться сигнатурным контролем для локализации неисправного элемента в блоке.

Сигнатурный контроль осуществляется проверкой функционирования только цифровой части блока, поэтому в случае, если не будет обнаружена неисправность путем сигнатурного контроля, необходимо с помощью осциллографа провести проверку аналоговых узлов блока. Осциллограммы в контрольных точках должны соответствовать приведенным в описании привода.

Сигнатурный контроль осуществляется с помощью сигнатурного анализатора СА7 совместно со шупом ИЩ5.

Сигнатурный анализатор выдает эталонные сигналы, имитирующие рабочие сигналы проверяемого блока. Уровни сигналов соответствуют ТТЛ-логике.

Метод сигнатурного анализа заключается в измерении дискретно во времени длительности каждого логического состояния проверяемого элемента в последовательности большой длины за ограниченный промежуток времени с преобразованием результата измерения по определенному закону в параллельный четырехразрядный код (сигнатуру), характеризующую данную последовательность.

Сравнивая сигнатуру выходного сигнала с эталонной (приводится в специальных таблицах), можно сделать заключение о правильности работы проверяемого

элемента. В таблицах сигнатуры приводятся коды для всех задействованных в схеме выводов цифровых микросхем. При соответствии сигнатуры на входах проверяемого элемента и несоответствии сигнатуры на его выходе можно сделать заключение о его неисправности.

Встречаются неисправности привода, которые зависят от внешних сигналов. Чтобы исключить их, при проверке привода используется автономное управление приводом от наладочного пульта ПН8.

С помощью этого пульта возможно оперативное управление приводами подач и главным приводом, при этом есть возможность выбирать в широком диапазоне скорость перемещения.

С пульта наладчика при необходимости можно заблокировать сигналы о неисправности блоков электропривода. Возможен контроль функционирования привода по одной координате (при отсутствии блоков других координат).

Работа сигнатурного контроля поясняется рис. 6.26. Проверяемый блок устанавливается на переходную плату, имеющую два параллельно включенных разъема под углом 90°. В один разъем вставляется проверяемый блок, в другой — плата сигнатурного контроля со шупом ИЩ5.

Проверка работоспособности блока начинается с проверки сигнатур, приведенных в табл. 1 для этого блока [17]. Если хотя бы один код не совпадет, то переходят к проверке сигнатур табл. 2. Для этого на принципиальной схеме блока находят элемент, выход которого формирует неправильный код сигнатурь.

В приводе принято обозначение цифровых элементов с помощью координатной сетки, например 2L где L обозначает порядковый номер на вертикали блока, а 2 — по горизонтали.

В таблице находят элемент именно по этим кодам.

Если при проверке входов элемента все сигнатуры совпадают, то этот элемент неисправен (на выходе неверная сигнавтура) и требуется его заменить. В случае, когда на входах есть неверные сигнатуры, переходят к проверке элементов, с которых они поступают.

И так до обнаружения неисправности.

Наличие сигнатурного контроля резко ускоряет время устранения неисправностей в цифровых элементах привода. Надежность контакта (при сигнатурном контроле) между шупом ИЩ5 и проверяемым блоком контролируется светодиодом.

Светодиод, расположенный на шупе, гаснет при хорошем контакте с проверяемой точкой схемы. Индикация сигнатурь осуществляется четырьмя семисегментными индикаторами.

Простота сигнатурного контроля порождает у обслуживающего персонала беспечность, которая приводит к дополнительным неисправностям привода. Так, например, проверку блоков РТ8, РС3 и других надо обязательно проводить с отключением

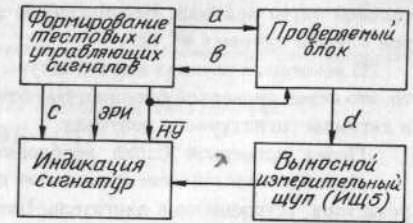


Рис. 6.26. Схема связей проверяемого блока при сигнатурном контроле:
a — тестовые сигналы; b — код выбора блока;
c — синхронимпульсы; d — сигнал с проверяемой точки схемы блока

силовой части привода. Несоблюдение этого правила приводит к пробою транзисторов ключей силовых КС12.

В некоторых случаях код сигнатуры не фиксируется, а изменяется. Причина этого то, что перед проверкой блока не был отключен блок АПБ, который и вносит искажение в сигналы сигнатурного контроля.

Перед проверкой блока необходимо тщательно ознакомиться с инструкцией.

Довольно частой неисправностью привода является изменение номинала терморезистора, встроенного в двигатель. Внешне эта неисправность проявляется так: привод не стоит на месте, а движется с малой скоростью в одну сторону. При достижении некоторого рассогласования происходит резкий скачок привода назад. Замена блоков РСЗ не приводит к устранению неисправности.

В этом случае можно отрегулировать привод, приблизив терморезистор в двигателе ближе к статору.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

СЛЕДЯЩАЯ ЧАСТЬ ПРИВОДА ПОДАЧИ В УСТРОЙСТВЕ ЧПУ 2С42

Следящая часть привода подачи в устройстве ЧПУ 2С42 реализована аппаратным и программным способами. Аппаратная часть состоит из следующих субблоков: запитки датчиков (SB-455), оцифровки датчиков (SB-457), управления регулируемым приводом, или цифроаналогового преобразователя (SB-449). Программно выполнен регулятор положения. Вопросы устройства и наладки следящей системы в комплексе на станке рассматривались в [5]. Данная глава посвящена устройству и наладке субблоков запитки, оцифровки и ЦАП.

Субблок запитки датчиков (SB-455)

Субблок запитки формирует три выходных сигнала: синусное напряжение запитки, косинусное напряжение запитки, опорные импульсы, относительно которых производится отсчет фазы измерительного сигнала датчика. Все три выходных сигнала имеют частоту $f = 2,5$ кГц. Стабильность частоты выходных сигналов субблока гарантируется стабильностью частоты входного сигнала, поступающего с субблока генератора (SB-453), стабилизированного кварцевым резонатором.

В соответствии с выходными сигналами схема субблока разделяется на три функциональных узла.

Формирователь синусного напряжения (рис. 7.1). Входной сигнал, поступающий через контакт 43а разъема субблока от генератора (SB-453), представляет собой прямоугольные импульсы со скважностью, равной двум, и стабильной частотой $f = 2,5$ кГц. Проходя через трехзвенный RC-фильтр нижних частот, входной сигнал частично освобождается от высших гармоник и на выходе фильтра представляет сумму нулевой (постоянная составляющая) и первой ($f_1 = 2,5$ кГц) гармоник. Конденсатор C17 во входной цепи (C17, R21) операционного усилителя A1 отделяет постоянную составляющую, оставляя первую гармонику в качестве задающего сигнала активного фильтра.

Активный фильтр построен на инвертирующем операционном усилителе A1 и неинвертирующем транзисторном усилителе мощности на транзисторах V3, V5, V7, V9, V15, V16. Усилители охвачены двумя ветвями отрицательной обратной связи. Вследствие большого коэффициента усиления по напряжению усилителя A1 частотная ха-

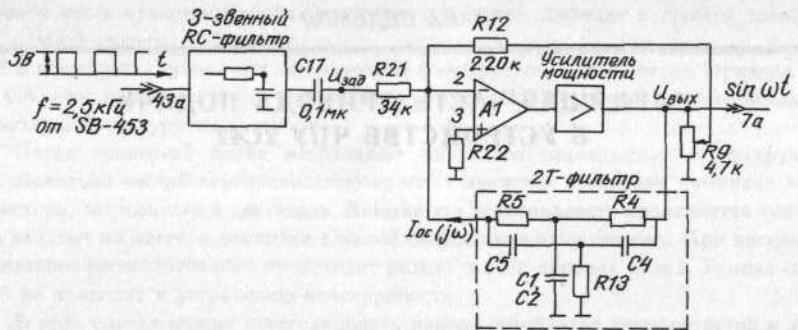


Рис. 7.1. Блок-схема формирователя синусного напряжения

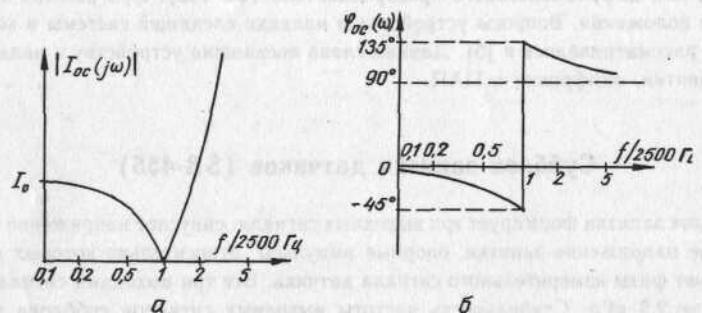


Рис. 7.2. Частотные характеристики 2Т-фильтра:
а — амплитудная; б — фазовая

Характеристика активного фильтра определяется характеристиками ветвей обратной связи.

Делитель на переменном резисторе R_9 и резистор R_{12} образуют отрицательную обратную связь по постоянному току, предназначенную для регулировки амплитуды выходного синусного сигнала. Вторая ветвь обратной связи состоит из двойного Т-образного фильтра, резонансная частота которого практически совпадает с частотой задающего сигнала $f_{\text{зад}} = 2500 \text{ Гц}$. На рис. 7.2 приведены амплитудная и фазовая частотные характеристики 2Т-фильтра. В качестве частотно-зависимой комплексной переменной принят ток обратной связи $I_{\text{oc}}(j\omega)$ через 2Т-фильтр, поступающий в узел сравнения на инвертирующем входе A_1 .

Амплитудное значение $I_{\text{oc}}(j\omega)$ при $\omega = 0$ равно $I_0 = U_{\text{вых}}/(R_4 + R_5)$, то есть определяется так же, как и в цепи отрицательной обратной связи по постоянному току.

На частоте задающего сигнала 2500 Гц амплитудное значение $I_{\text{oc}}(j\omega)$ практически равно нулю, поэтому коэффициент передачи активного фильтра определяется только резисторами R_9 и R_{12} . На частотах, значительно превышающих резонансную частоту 2Т-фильтра, которыми могут быть неотфильтрованные высшие гармоники, оставшиеся в задающем сигнале, вследствие увеличения $I_{\text{oc}}(j\omega)$ через 2Т-фильтр вступает в действие отрицательная обратная связь, которая уменьшает коэффициент передачи активного фильтра. При $\omega \rightarrow \infty$ коэффициент передачи активного фильтра будет стремиться к нулю. Таким образом, включение в обратную связь усилителей двойного Т-образного фильтра позволяет значительно уменьшить в выходном синусном сигнале как высшие гармоники, так и постоянную составляющую (смещение либо дрейф усилителей), не ослабляя при этом задающий сигнал.

Формирователь косинусного напряжения (рис. 7.3). Входным сигналом схемы является синусное напряжение запитки. В цепи отрицательной обратной связи операционного усилителя A_2 и транзисторного усилителя мощности поставлена фазосдвигающая цепь, удовлетворяющая двум условиям. Во-первых, как и в предыдущем слу-

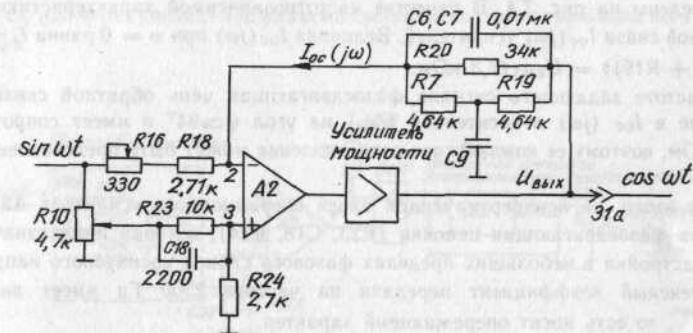


Рис. 7.3. Блок-схема формирователя косинусного напряжения

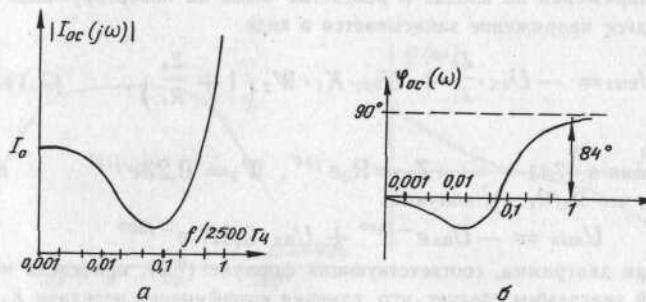


Рис. 7.4. Частотные характеристики фазосдвигающей цепи:
а — амплитудная; б — фазовая

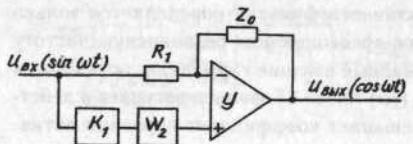


Рис. 7.5. Расчетная схема косинусного формирователя

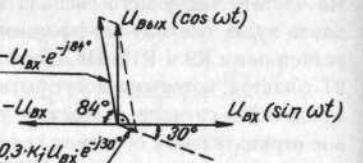


Рис. 7.6. Векторная диаграмма косинусного формирователя

чае, она обеспечивает низкий коэффициент передачи по постоянному току для компенсации внутреннего дрейфа усилителей и, во-вторых, обеспечивает опережающий фазовый сдвиг, близкий к 90-градусному, току обратной связи для получения косинусного напряжения. Амплитудная и фазовая частотные характеристики фазосдвигающей цепи приведены на рис. 7.4. В качестве частотнозависимой характеристики принят ток обратной связи $I_{oc}(j\omega)$ усилителей. Величина $I_{oc}(j\omega)$ при $\omega = 0$ равна $I_o = U_{вых}/(R20 \parallel (R7 + R19)) = U_{вых}/7,3$ кОм.

На частоте задающего сигнала фазосдвигающая цепь обратной связи вносит опережение в $I_{oc}(j\omega)$ относительно $U_{вых}$ на угол $\varphi \approx 84^\circ$ и имеет сопротивление $R_0 \approx 3,1$ кОм, поэтому ее комплексное сопротивление может быть представлено в виде $Z_0 = R_0 \cdot e^{-j\varphi}$.

Кроме этого, на неинвертирующем входе операционного усилителя A2 имеется добавочная фазосдвигающая цепочка ($R23, C18, R24$), которая предназначена для точной подстройки в небольших пределах фазового сдвига косинусного напряжения. Ее комплексный коэффициент передачи на частоте 2500 Гц имеет вид $W_2 = 0,23 \cdot e^{j15^\circ}$, то есть носит опережающий характер.

На рис. 7.5 представлена расчетная схема косинусного формирователя, где кроме упоминавшихся элементов присутствуют $R_1 = R16 + R18$ и K_1 — коэффициент передачи потенциометра R10, который может принимать значения от 1 до 0. Из условий равенства напряжений на входах и равенства токов на инвертирующем входе усилителя выходное напряжение записывается в виде

$$U_{вых} = -U_{bx} \cdot \frac{Z_0}{Z_1} + U_{bx} \cdot K_1 \cdot W_2 \left(1 + \frac{Z_0}{R_1} \right). \quad (7.1)$$

Подставляя в (7.1) $Z_0 = R_0 e^{-j84^\circ}$, $W_2 = 0,23 e^{j15^\circ}$ и принимая во внимание, что $R_0/R_1 \approx 1$, получим

$$U_{вых} = -U_{bx} e^{-j84^\circ} + U_{bx} \cdot 0,3 K_1 e^{-j30^\circ}. \quad (7.2)$$

Векторная диаграмма, соответствующая формуле (7.2), приведена на рис. 7.6. Из векторной диаграммы следует, что, изменяя коэффициент передачи K_1 потенциометра R10 от 1 до 0, можно плавно изменять фазовый сдвиг выходного косинусного напряжения относительно входного синусного в диапазоне около $90^\circ \pm 6^\circ$. Однако необходимо иметь в виду, что при этом в небольших пределах будет меняться ампли-

туда косинусного сигнала. Для компенсации изменений амплитуды во входную цепь усилителя введен переменный резистор R16, которым после регулировки фазового сдвига необходимо выставить косинусное напряжение равным синусному.

Формирователь опорного сигнала (рис. 7.7). Опорный сигнал привязывается к какому-либо из сигналов запитки датчика. В данном случае он формируется из синусного сигнала, который, проходя через полосовой фильтр, устранивший постоянную и высокочастотную составляющие, поступает на вход компаратора A3. Амплитудная и фазовая частотные характеристики полосового фильтра приведены на рис. 7.8. Разнополярные импульсы на выходе компаратора преобразуются схемой D1.1 в однополярные. На выходе схемы D1.1 имеем прямоугольные импульсы со скважностью, равной двум. Положительный фронт импульсов дифференцируется схемой выделения импульса положительного фронта, построенной на микросхеме D2. Схема выделения импульса положительного фронта является однотипной в субблоках запитки и оцифровки, поэтому подробно действие ее описывается при рассмотрении субблока оцифровки. На выходе схемы получаются единичные импульсы с длительностью $t_{oc} \approx 0,15$ мкс, которые дополнительно стробируются на элементе D1.2. С выхода D1.2 опорный сигнал через контакт 39а разъема субблока поступает на входы всех субблоков оцифровки.

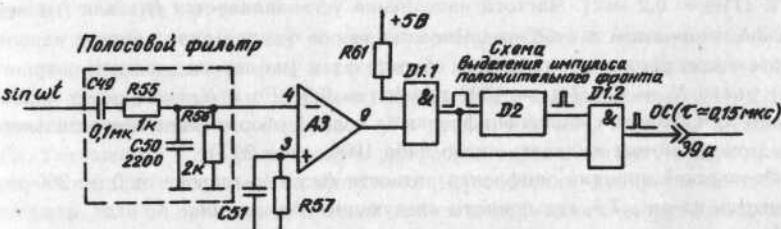


Рис. 7.7. Блок-схема формирователя опорного сигнала

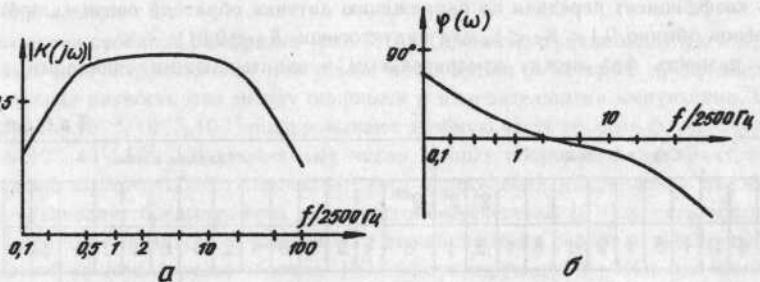


Рис. 7.8. Частотные характеристики полосового фильтра:
а — амплитудная; б — фазовая

Субблок оцифровки датчиков (SB-457)

Субблок оцифровки датчиков обратной связи по положению, в качестве которых могут использоваться вращающийся трансформатор (ВТ), многополюсный резольвер, или индуктосин, работающие в фазовом режиме, представляет в цифровом виде разность фаз между запитывающим и измерительным сигналами датчика. Цифровое представление разности фаз производится в двоично-десятичном коде двумя словами: младшим шестнадцатиразрядным и старшим двенадцатиразрядным, как показано в табл. 7.1. Число десятичных разрядов определяется аппаратной реализацией субблока, то есть для оцифровки разности фаз используются семь двоично-десятичных счетчиков, причем три из них для оцифровки дробной части оборота фазы (1 оборот фазы = 360 эл. град запитывающего сигнала). Таким образом, максимальное десятичное число, которое может представить субблок, равно 9999,999. Целая часть этого числа соответствует числу полных оборотов фазы, которое запоминают соответственно четыре двоично-десятичных счетчика.

Для оцифровки дробной части оборота фазы в субблоке используются: опорный сигнал, поступающий из субблока запитки SB-455, частота импульсов которого $f_{oc} = 2,5 \text{ кГц}$ ($T_{oc} = 400 \text{ мкс}$); импульсы наполнения, поступающие из субблока генератора SB-453, частота которых $f_{H1} = 2,5 \text{ мГц}$ ($T_{H1} = 0,4 \text{ мкс}$) либо $f_{H2} = 5 \text{ мГц}$ ($T_{H2} = 0,2 \text{ мкс}$). Частота наполнения устанавливается f_{H1} или f_{H2} технологической перемычкой в субблоке. Число периодов (импульсов) частоты наполнения, которое может уложиться на полном обороте фазы (на периоде частоты опорного сигнала) равно $N_1 = T_{oc}/T_{H1} = 1000$ при $f_{H1} = 2,5 \text{ мГц}$ и $N_2 = T_{oc}/T_{H2} = 2000$ при $f_{H2} = 5 \text{ мГц}$. То есть субблок оцифровки за полный оборот фазы измерительного сигнала датчика может выдавать число либо 1000, либо 2000.

Физический принцип оцифровки разности фаз в диапазоне от 0 до 360 эл. град поясняется на рис. 7.9, где приведены следующие обозначения:

$U_{\text{зап}}$ — один из сигналов запитки датчика, например синусный

$$U_{\text{зап}} = U_0 \cdot \sin(2\pi f_{\text{зап}} t);$$

U_0 — амплитудное значение синусоидального сигнала;

$U_{\text{изм}}$ — измерительный сигнал датчика $U_{\text{изм}} = U_0 \cdot K_d \cdot \sin(2\pi f_{\text{зап}} t + \varphi_{\text{эл}})$;

K_d — коэффициент передачи по напряжению датчика обратной связи (для ВТ и резольверов обычно $0,1 < K_d < 1$, для индуктосинов $K_d < 0,01$);

$\varphi_{\text{эл}}$ — разность фаз между измерительным и запитывающим сигналами датчика.

Таблица 7.1

Старшее слово								Младшее слово							
2^{11}						2^1	2^0	2^{15}						2^1	2^0
8	4	2	1	8	4	2	1	8	4	2	1	8	4	2	1
9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9
Целое число оборотов фазы								Дробная часть оборота фазы							

Связь между фазой и пространственным положением ротора ВТ или резольвера определяется соотношением $\Delta\varphi_{\text{эл}} = p \cdot \Delta\varphi_{\text{геом}}$, где p — число пар полюсов датчика. Для линейного индуктосина $\Delta\varphi_{\text{эл}} = 2\pi(\Delta x/S)$, где S — шаг обмотки индуктосина (обычно $S = 2 \text{ мм}$);

$U_{\text{ОИ}}$ — опорные импульсы, привязанные к сигналу запитки (несущественно, с каким фазовым сдвигом), получаемые из импульсов опорного сигнала синхронизацией их переднего фронта по частоте наполнения;

$U_{\text{ИИ}}$ — измерительные импульсы, привязанные к измерительному сигналу датчика (несущественно, с каким фазовым сдвигом), передний фронт которых синхронизирован по частоте наполнения;

U_{φ} — импульсы разности фаз, длительность которых пропорциональна разности фаз между измерительными и опорными импульсами с дискретностью 0,4(0,2) мкс. Максимальная длительность импульсов U_{φ} равна 400 мкс, частота следования 1,25 кГц. Уменьшение в два раза частоты оцифровки связано с тем, что период измерительного сигнала, следующий за импульсом U_{φ} необходим для фиксации полного оборота фазы, если он произошел, а также записи информации счетчиков в выходные регистры и сброса счетчиков дробной части оборота фазы;

$U_{\text{Н}}$ — импульсы наполнения с частотой 2,5(5) мГц;

$U_{\text{СЧ}}$ — импульсы, подсчитанные счетчиками дробной части оборота фазы. Поскольку сигналы $U_{\text{ОИ}}$ и $U_{\text{ИИ}}$ синхронизированы частотой наполнения, на временном интервале импульса U_{φ} всегда укладывается целое число импульсов наполнения 1,2 ... 1000 (2000).

Блок-схема субблока оцифровки (рис. 7.10). Основную функциональную нагрузку несет семь двоично-десятичных счетчиков, информация в которых представляется в цифровом виде разность фаз между опорными и измерительными импульсами. Счетчики разрядов $10^{-3}, 10^{-2}, 10^{-1}$ оцифровывают дробную часть оборота фазы. Счетчики разрядов $10^0, 10^1, 10^2, 10^3$ запоминают число полных оборотов фазы. Факт совершения фазой полного оборота выявляет узел определения направления движения, который сравнивает предыдущее и новое состояние счетчика 10^{-1} и, если состояние счетчика прошло через нуль, в зависимости от направления перемещения пропускает поступающий на него импульс оборота (ИО) на суммирующий (+ИО) или вычитающий (-ИО) входы счетчика 10^0 .

Во времени под оцифровку разности фаз отводится два периода частоты опорных импульсов. В один период (400 мкс) формирователем импульсов счета дробной части

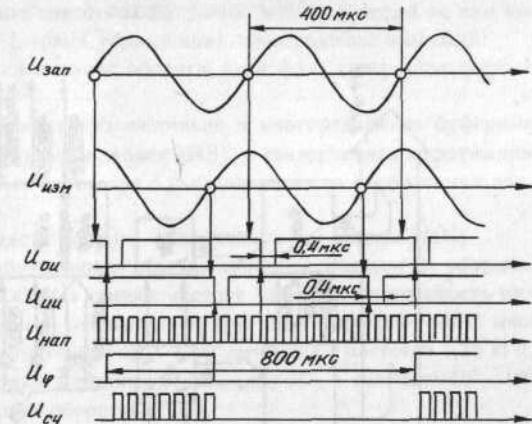


Рис. 7.9. Физический принцип оцифровки дробной части оборота фазы

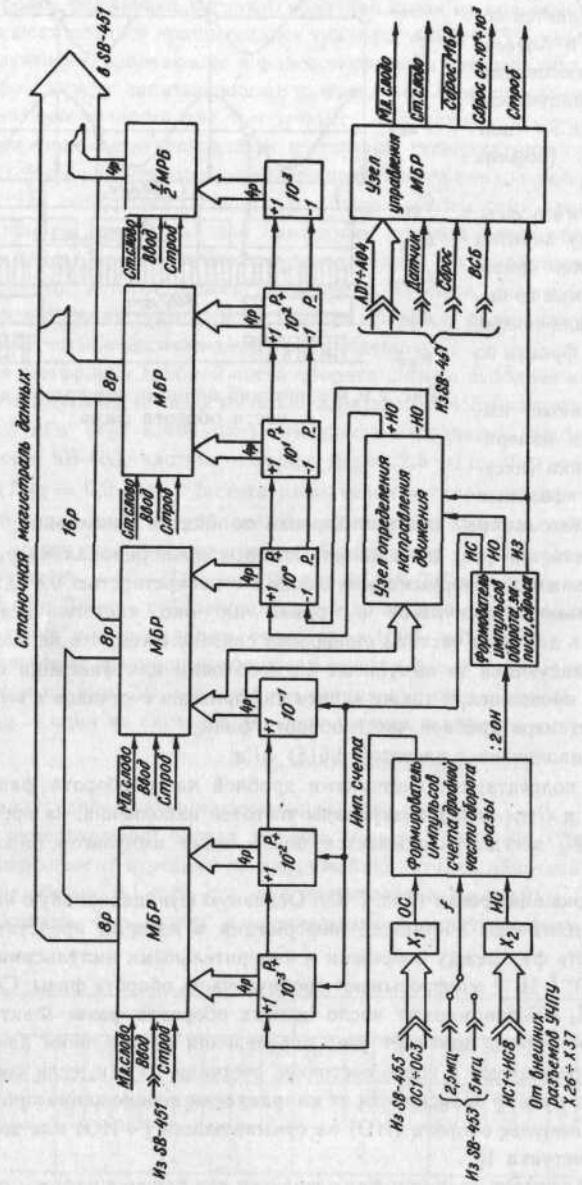


Рис. 7.10. Блок-схема субблока оцифровки

оборота фазы происходит заполнение счетчиков 10^{-3} — 10^{-1} . В следующий за ним период частоты опорных импульсов (период управления) производятся операции:

1) суммируется или вычитается импульс оборота, если фаза совершила 'полный оборот;

2) происходит перепись информации из счетчиков в многорежимные буферные регистры (МБР), инициируемая импульсом записи (ИЗ), а также запись информации счетчика 10^{-1} в регистр предыдущего состояния в узле определения направления движения;

3) сброс счетчиков дробной части оборота фазы импульсом сброса (ИС).

Сигналы ИО, ИЗ, ИС вырабатываются формирователем импульсов оборота, записи, сброса по фронту сигнала «:20И», имеют частоту 1,25 кГц, длительность импульса 0,15 мкс и сдвинуты во времени относительно друг друга примерно на 2 мкс.

Таким образом, информация в счетчиках 10^{-3} — 10^3 меняется с частотой 1,25 кГц, причем счетчики 10^{-3} — 10^{-1} работают в режиме «счет — сброс», а счетчики 10^0 — 10^3 в режиме запоминания числа полных оборотов фазы.

По импульсам ИЗ узлом управления МБР вырабатываются импульсы «СТРОБ», по которым происходит перепись информации из счетчиков в выходные регистры.

Выдача информации из регистров в станочную магистраль происходит по сигналу «ВВОД», формируемому субблоком станочной магистрали SB-451 из канального сигнала «К ВВОД Н». Перед этим на регистры должны поступать управляющие сигналы «МЛ.СЛОВО» при запросе процессором старшего слова либо «СТ.СЛОВО» при запросе процессором старшего слова, которые вырабатываются из адресных сигналов «ДАТЧИК» и А01...А04, поступающих из SB-451. Сигнал «ДАТЧИК» формируется в SB-451 при обращении к адресам 167700_в...167736_в. Сигналы А01...А04 вырабатываются в SB-451 из канальных сигналов «К А01 Н»—«К А04 Н».

Выходные регистры и счетчики полных оборотов фазы могут сбрасываться по сигналу «СБРОС», приходящему из SB-451, где происходит его формирование из канального сигнала «К СБРОС Н». В этом случае обнуляются все координаты. Для обнуления каждой координаты индивидуально, что необходимо в режиме станка «ВЫХОД В НОЛЬ», используется сигнал ВСБ (вывод старшего байта), вырабатываемый в SB-451 из канального сигнала «К ВЫВОД Н».

Опорный сигнал (ОС) и измерительный сигнал (ИС) поступают на формирователь импульсов счета дробной части оборота фазы через поля перемычек X1 и X2. Перемычки на поле X1 устанавливаются в соответствии с платоместом субблока запитки SB-455, а перемычки на поле X2 в соответствии с внешним разъемом УЧПУ.

В соответствии со структурной схемой, на которой выделены функционально заверченные узлы субблока, будем последовательно рассматривать схемную реализацию этих узлов.

Формирователь импульсов счета дробной части оборота фазы (рис. 7.11) вырабатывает узкие прямоугольные импульсы, привязанные по фазе к синусоидальному измерительному сигналу той же частоты. На входе схемы с целью отстройки от высших гармоник, которые могут быть вызваны несовершенством изготовления датчика или некачественным сигналом запитки, и обеспечения помехозащищенности поставлены два полосовых фильтра ПФ1 и ПФ2, выполненных на операционных усилителях А1 и А2 по схеме со сложной отрицательной обратной связью и имеющих резонанс-

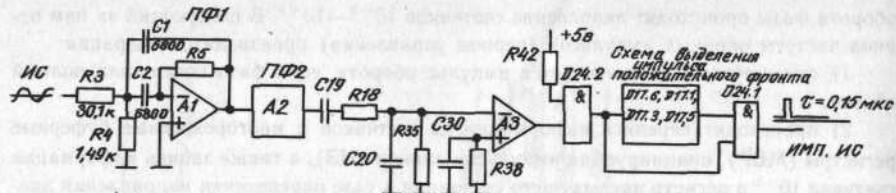


Рис. 7.11. Блок-схема формирователя импульсов измерительного сигнала

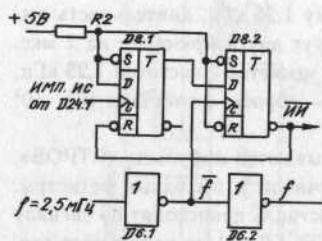


Рис. 7.12. Схема синхронизации импульсов измерительного сигнала

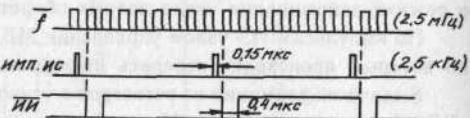


Рис. 7.13. Временная диаграмма синхронизации импульсов ИС

ную частоту 2,5 кГц. Последующая часть схемы полностью идентична формирователю опорного сигнала в субблоке запитки.

На следующем этапе преобразования измерительного сигнала происходит синхронизация импульсов измерительного сигнала по частоте наполнения. Схема синхронизации приведена на рис. 7.12 и выполнена на двух D-триггерах. Первый триггер взводится положительным фронтом импульса измерительного сигнала. После этого положительным фронтом ближайшего импульса инверсной частоты наполнения f взводится второй триггер, который отрицательным фронтом сигнала с инверсного выхода сбрасывает первый триггер. Положительным фронтом следующего импульса частоты наполнения f сбрасывается второй триггер. Таким образом на инверсном выходе второго триггера будет формироваться последовательность измерительных импульсов ИИ, длительность которых равна периоду частоты наполнения, а отрицательный фронт совпадает во времени с положительным фронтом инверсной частоты наполнения f . Максимальная погрешность, которую вносит схема синхронизации в измерение фазы, может составить один период частоты наполнения, или, иначе, одну тысячную (двухтысячную) полного оборота фазы.

Временная диаграмма работы схемы приведена на рис. 7.13.

Схема синхронизации импульсов опорного сигнала полностью идентична приведенной схеме и выполнена на элементах D7.1, D7.2. Синхронизация импульсов ОС производится также по положительному фронту импульсов инверсной частоты наполнения f .

На рис. 7.14 приведена схема непосредственного формирования импульсов счета. Схема включает в себя делитель на два, выполненный на JK-триггере D2, на C-вход которого поступают синхронизированные опорные импульсы ОИ. Деление на два, как уже отмечалось, производится с той целью, чтобы в период опорной частоты, следующий за периодом оцифровки дробной части оборота фазы, выполнить операции по управлению информацией в субблоке. D-триггер на элементе D9.1 формирует единичные импульсы, длительность которых пропорциональна разности фаз между опорным и измерительным импульсами. Элемент D12.1 является селектором, то есть пропускает импульсы частоты наполнения f на вход счетчика разряда 10^{-3} только во время присутствия на втором его входе импульса разности фаз с выхода D9.1. Обновление информации в счетчиках происходит с частотой 1,25 кГц. Временная диаграмма работы схемы приведена на рис. 7.15.

Положительный фронт сигнала «:20И» с инверсного выхода JK-триггера D2 используется для формирования управляющих сигналов: импульса обрата ИО, импульса записи ИЗ, импульса сброса ИС. Блок-схема формирователя импульсов оборота, записи, сброса приведена на рис. 7.16. Схема вырабатывает по положительному фронту сигнала «:20И» (в самом начале периода управления) три узких импульса, разнесенных во времени на 2 мкс, как показано на рис. 7.17. Последовательность во времени операций управления в субблоке определяется последовательностью импульсов.

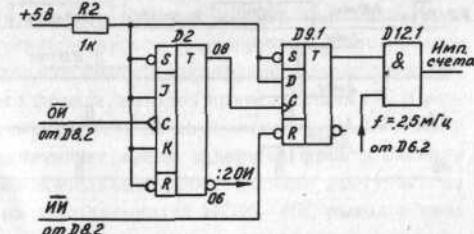


Рис. 7.14. Схема формирования импульсов счета дробной части оборота фазы

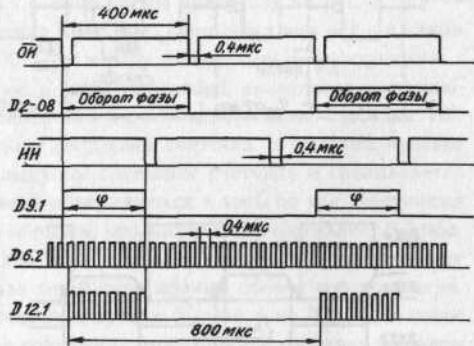


Рис. 7.15. Временная диаграмма формирования импульсов счета

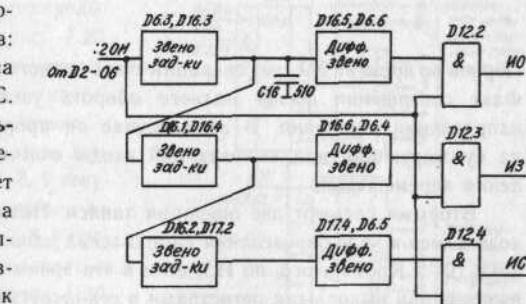


Рис. 7.16. Блок-схема формирователя импульсов оборота, записи, сброса

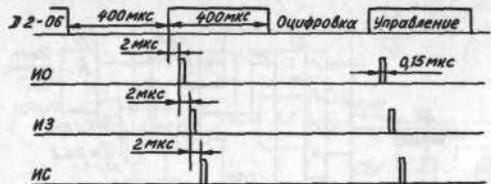


Рис. 7.17. Временная диаграмма импульсов оборота, записи, сброса

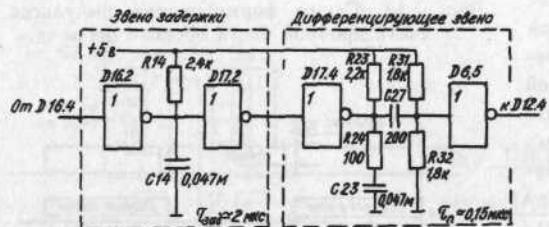


Рис. 7.18. Схема выделения импульса положительного фронта

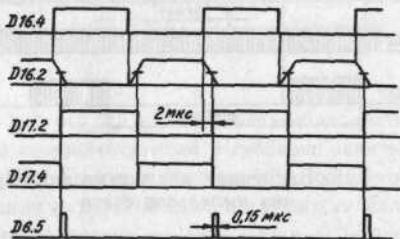


Рис. 7.19. Временная диаграмма выделения импульса положительно-го фронта

Первой во времени следует операция счета полного оборота фазы (если он произошел). Факт совершения фазой полного оборота устанавливается в узле определения направления движения. В этом случае он пропускает поступающий на него ИО на суммирующий или вычитающий входы счетчика 10° в зависимости от направления перемещения.

Вторыми следуют две операции записи. Непосредственно по ИЗ регистром, находящимся в узле определения направления движения, запоминается состояние счетчика 10^{-1} . Кроме этого, по ИЗ, если в это время отсутствует цикл «ВВОД» (выдача информации выходными регистрами в станочную магистраль), формируется импульс «СТРОБ», по которому происходит запись информации из счетчиков в выходные регистры.

Последней является операция сброса. По ИС обнуляются счетчики дробной части оборота фазы, которые начнут заполняться после этого лишь спустя почти 400 мкс.

Разнос во времени импульсов оборота, записи, сброса осуществляется с помощью однотипных звеньев задержки, а сами узкие импульсы формируются однотипными дифференцирующими звенами. Звено задержки и дифференцирующее звено образуют схему выделения импульса положительного фронта, которая приведена для ИС в развернутом виде на рис. 7.18. Звено задержки построено на двух элементах ИЛИ-НЕ и конденсаторе. Емкость конденсатора обеспечивает время задержки фронта сигнала примерно на 2 мкс. После задержки положительный фронт сигнала поступает на дифференцирующее звено, выполненное на двух элементах ИЛИ-НЕ, выход и вход которых соединены конденсатором C27, выполняющим функцию дифференцирования. После перехода выхода D17.4 в нулевое состояние происходит перезаряд C27. В начале процесса перезаряда на входе D6.5 появляется отрицательный выброс напряжения, который надежно обеспечивает на выходе единичный импульс. Емкость конденсатора (200 пФ) выбрана таким образом, чтобы длительность выходного импульса составляла примерно 0,15 мкс. Диаграмма работы схемы приведена на рис. 7.19.

Узел определения направления движения выявляет, произошел или нет и в каком направлении в промежуток времени 800 мкс между обновлением информации в счетчиках 10^{-3} - 10^{-1} полный оборот фазы, и, если произошел, пропускает поступающий на него импульс ИО на суммирующий или вычитающий входы счетчика 10° .

Эта ситуация определяется по переходу состояния счетчика 10^{-1} через нулевое положение. Для этого запоминается предыдущее состояние счетчика и сравнивается с текущим. Причем его возможные состояния объединяются в зоны по три десятичных разряда, как показано на рис. 7.22, таким образом, что ширина зон составляет 0,3 оборота фазы. Если предыдущее состояние счетчика попадало в зону 7, 8, 9, а текущее состояние находится в зоне 0, 1, 2, то фаза совершила полный оборот в положительном направлении. Если предыдущее состояние счетчика было в зоне 0, 1, 2, а новое состояние находится в зоне 7, 8, 9, то фаза совершила полный оборот в отрицательном направлении. На рис. 7.22 приведена схема селекторов направлений, которая осуществляет аппаратную реализацию этой функции.

Схема счетчика 10^{-1} и регистра его предыдущего состояния приведена на рис. 7.20. Информация в регистре из счетчика переписывается по импульсу записи. Прямые и инверсные двоичнодесятичные разряды счетчика и регистра используются для дешифрации зон. Схемы дешифраторов зон 0, 1, 2 и 7, 8, 9 текущего состояния счетчика приведены на рис. 7.21. Дешифраторы зон 0, 1, 2 и 7, 8, 9 предыдущего состояния счетчика полностью аналогичны и выполнены на элементах D29, D22.4 для зон 0, 1, 2 и D26.2, D22.3 для зон 7, 8, 9.

Ширина зон накладывает ограничение на максимальную скорость перемещения,

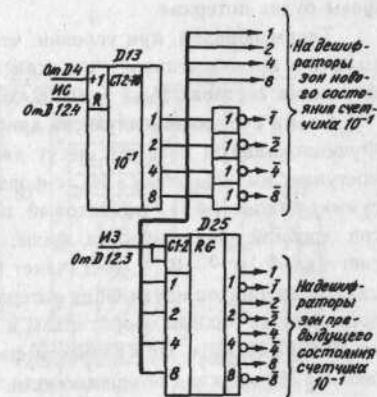


Рис. 7.20. Счетчик 10^{-1} и регистр его предыдущего состояния

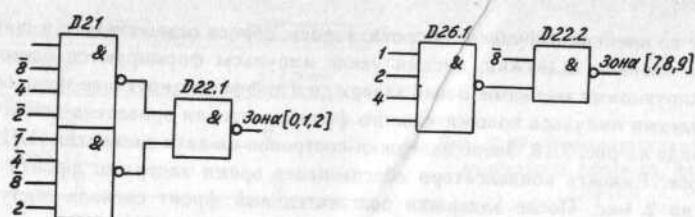


Рис. 7.21. Схемы дешифраторов зон 0, 1, 2 и 7, 8, 9 текущего состояния счетчика 10^{-1}

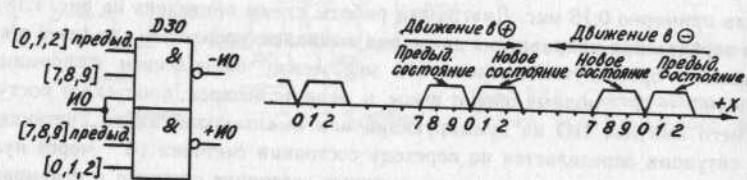


Рис. 7.22. Селекторы направлений импульсов оборота

до которой субблок может работать без сбоев. Сбой может произойти, если за время 800 мкс состояние счетчика проскочит зону.

Например, если при движении в положительном направлении состояние счетчиков $10^{-3} - 10^{-1}$ было 0,999, а станет равным 0,301, то информация об одном обороте фазы будет потеряна.

Таким образом, при условии, что один оборот фазы соответствует перемещению рабочего органа станка 1 мм, максимальная скорость перемещения без потери информации составит $V_{max} = 0,302/800$ мкс $\approx 22,5$ м/мин.

Схема счетчиков импульсов дробной части оборота фазы приведена на рис. 7.23. Функциональную нагрузку несут два входа счетчиков: сбросовый (R), на который поступает импульс сбрасывания ИС с формирователя импульсов оборота, записи, сброса, и суммирующий (+1), на который поступают импульсы от формирователя импульсов дробной части оборота фазы. Максимальное число импульсов, фиксируемых счетчиками $10^{-3} - 10^{-1}$, составляет 999. В связи с этим возникает интересная ситуация, когда частота наполнения интервала разности фаз устанавливается равной 5 мГц, поскольку за полный оборот фазы в этом случае на вход счетчиков может поступить до 1999 импульсов. При разности фаз между измерительным и опорным импульсами больше 180 град во время счета тысячным импульсом будет происходить обнуление счетчиков и возобновление счета с начала. Однако кажущейся потери информации в этом случае происходит не будет вследствие того, что после возникновения такой ситуации на входы счетчика 10^0 будет пропущен импульс оборота. Таким образом, в

режиме оцифровки с коэффициентом деления фазы 2000 за один оборот фазы на входы +1 или -1 счетчика 10^0 поступает два импульса оборота ИО.

Выходные сигналы счетчиков с разрядами 1, 2, 4, 8 инвертируются и далее поступают на информационные входы многорежимных буферных регистров для запоминания. Инверторы для выходных сигналов всех счетчиков $10^{-3} - 10^{-1}$ необходимы в связи с тем, что активный уровень сигнала в сточечной магистрали данных — низкий, а МБРы не инвертируют входные информационные сигналы.

На рис. 7.24 приведена схема счетчиков импульсов полных оборотов фазы. Счетчики работают в режиме как суммирования импульсов оборота, так и вычитания. Таким образом, одному обороту фазы от нулевого положения в направлении плюс будет

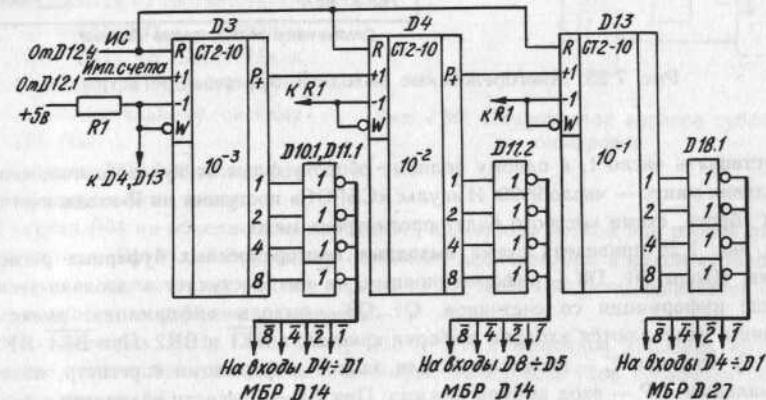


Рис. 7.23. Счетчики импульсов дробной части оборота фазы

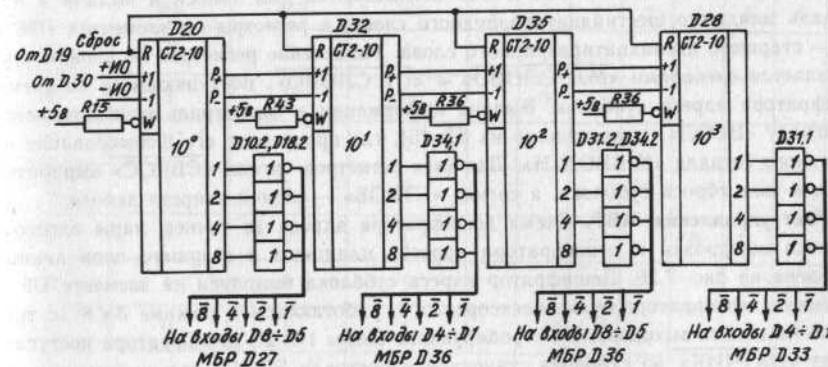


Рис. 7.24. Счетчики импульсов полных оборотов фазы

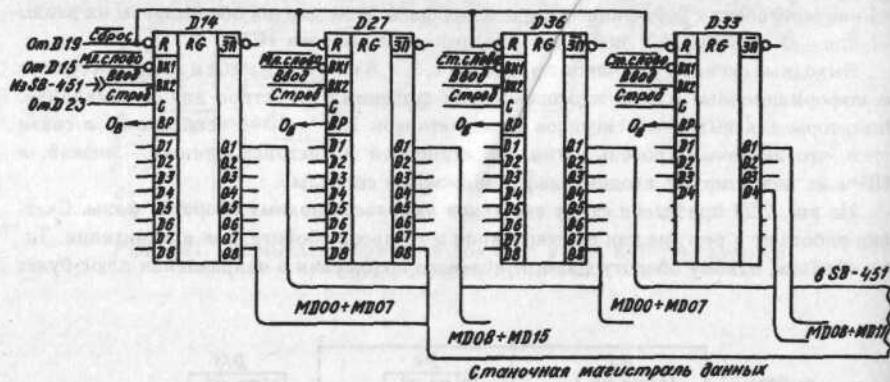


Рис. 7.25. Многорежимные выходные буферные регистры

соответствовать число 1, а одному полному обороту фазы от нулевого положения в направлении минус — число 9999. Импульс «СБРОС» поступает на R-входы счетчиков от узла сброса, схема которого будет рассмотрена ниже.

На рис. 7.25 приведена схема **выходных многорежимных буферных регистров субблока**. Входы D1...D8 — информационные, на них поступает в двоично-десятичном виде информация со счетчиков. Q1...Q8 — выходы информации, имеют три состояния и управляются входами выборки кристалла BK1 и BK2. При BK1·BK2=1 выходы Q открыты. С — вход строба для записи информации в регистр, является потенциальным. BP — вход выбора режима. При BP=0 регистр находится в режиме ввода, то есть прием информации осуществляется по входу С, а ее выдача — по входам BK1 и BK2. R — вход установки регистра в нуль. ЗП — выход запроса на прерывание.

Регистры на элементах D14 и D27 используются для записи и выдачи в магистраль младшего шестнадцатиразрядного слова, а регистры на элементах D36 и D33 — старшего двенадцатиразрядного слова. Разделение регистров по словам осуществляется сигналами «МЛ. СЛОВО» и «СТ. СЛОВО», поступающими со схемы дешифратора адреса субблока. Выдача информации в магистраль осуществляется по сигналу «ВВОД», приходящему из SB-451, где происходит его формирование из канального сигнала «К ВВОД Н». Для всех регистров сигнал «СБРОС» вырабатывается в узле сброса субблока, а сигнал «СТРОБ» — схемой запрета записи.

Узел управления МБР. Схема дешифратора адреса (а точнее, пары адресов) субблока оцифровки и дешифратора адресов младшего и старшего слов данных приведена на рис. 7.26. Дешифратор адреса субблока выполнен на элементе D5 — сдвоенном дешифраторе-мультиплексоре 2×4, работающем в режиме 3×8 (с трех входов на восемь выходов). На стробирующие входы 1С, 2С дешифратора поступает сигнал «ДАТЧИК» из субблока станочной магистрали SB-451, где он формируется дешифратором адресов блоков при обращении процессора к адресам 167700₈...167736₈ и запоминается в памяти блоков по канальному сигналу «К СИА Н». (Всего дешиф-

ратор адресов блоков формирует четыре сигнала, которые фиксируются в памяти блоков: «ВХ. ВЫХ» при обращении к адресам 167602₈...167636₈; «ПРИВОД» при обращении к адресам 167640₈...167676₈; «ДАТЧИК» при обращении к адресам 167700₈...167736₈; «АД. УПР» при обращении к адресам 167740₈...167776₈). Адресные сигналы A01...A04 образуются из соответствующих канальных сигналов «К ДА01 Н»...«К ДА04 Н» и запоминаются в памяти субблоков по канальному сигналу «К СИА Н».

Сигналы A02, A03 поступают на информационные входы А и В, а сигнал A04 на объединенные входы 3С, 4С выбора первой или второй половины дешифратора. В табл. 7.2 показано состояние дешифратора адресов субблока. Выходные сигналы поступают на поле перемычек X3, которыми устанавливается пара адресов конкретного субблока оцифровки.

На элементах D1.1, D1.2, D1.4, D15.1, D15.2 выполнен дешифратор адресов старшего и младшего слов данных. Дешифрация адресов слов производится по адресному сигналу A01.

Рис. 7.26. Дешифратор адресов субблока оцифровки

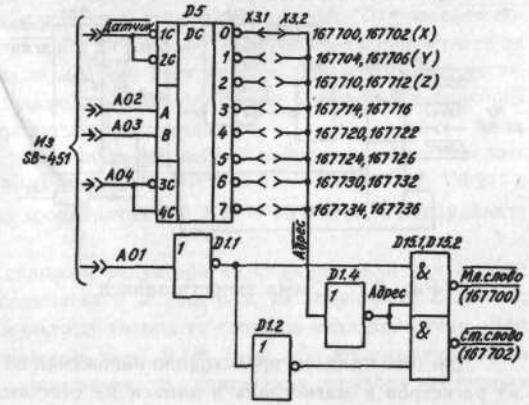


Таблица 7.2

ДАТЧ	Входы				Выходы							
	A02	A03	A04		0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	0							
0	1	0	0	0		0						
0	0	1	0				0					
0	1	1	0					0				
0	0	0	1						0			
0	1	0	1							0		
0	0	1	1								0	
0	1	1	1									0
1	—	—	—	—	1	1	1	1	1	1	1	1

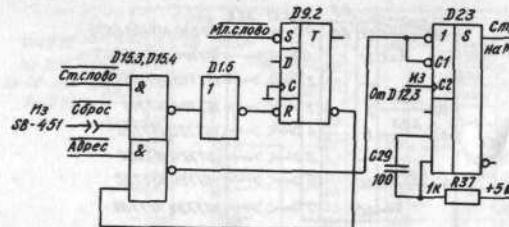


Рис. 7.27. Схема запрета записи

Для того чтобы не происходило наложения во времени двух режимов: считывания из регистров в магистраль и записи из счетчиков в регистры, используется схема запрета записи, приведенная на рис. 7.27. Поскольку запись в МБР осуществляется подачей сигнала на стробирующий вход независимо от того, в каком состоянии находятся входы ВК1 и ВК2, анализ состояния сигналов на этих входах производится схемой запрета записи. Кроме того, схема не позволяет производить запись в регистры, если после чтения младшего слова не будет прочитано старшее.

Сигнал «СТРОБ» для записи в регистры формируется одновибратором на элементе D23 по положительному фронту импульса записи ИЗ. Длительность импульса «СТРОБ» определяется элементами С29, R37. Одновибратор возбуждается по входу С2 при условии, если на входах I и C1 сигнал нулевого уровня. Этот разрешающий сигнал формируется элементом D15.4, если нет обращения к субблоку, то есть отсутствует сигнал «АДРЕС», и если прочитано старшее слово, то есть сброшен триггер памяти младшего слова на элементе D9.2. Триггер вводится при обращении к адресу младшего слова и сбрасывается при обращении к адресу старшего слова. При включении сброс триггера производится аппаратным сигналом «СБРОС».

Сброс выходных регистров и счетчиков полных оборотов фазы производится узлом сброса, схема которого приведена на рис. 7.28. Как уже отмечалось, существует два режима сброса: общий для всех субблоков, осуществляемый аппаратным сигналом «СБРОС», и индивидуальный, осуществляемый программно сигналом «ВСБ» при обращении к адресу конкретного субблока оцифровки. Сигнал «СБРОС» формируется в SB-451 из канального сигнала «К СБРОС Н», а сигнал «ВСБ» из канального сигнала «К ВЫВОД Н» в цикле «ВЫВОД». Сброс по сигналу «ВСБ» будет произведен только при наличии на входе D19 сигнала «АДРЕС», что свидетельствует о том, что идет обращение именно к данному субблоку. Режим программного сброса используется в режиме выхода в ноль координат станка. Сброс полного числа оборотов фазы производится постоянно после прихода сигнала «точный датчик» до момента прохождения фазой нулевого положения.

Привязка субблока оцифровки к масштабу линейного перемещения. При стыковке устройства ЧПУ со станком необходимо привести в соответствие величину реального перемещения координаты с числом, поступающим в программную часть для произведения расчетов. Если принять во внимание, что дискретность перемещений, с которой работает программная часть, равна 1 мкм, то величина перемещения в

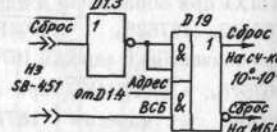


Рис. 7.28. Узел сброса

мкм должна быть равна числу, поступающему в программную часть. То есть если повернуть винт на полный оборот, то при шаге винта $S = 10 \text{ мм/об}$ стол переместится на величину 10 000 мкм. Такое же число должно поступить и в программную часть.

Рис. 7.29 позволяет наглядно проследить связь субблока оцифровки с линейной координатой станка. На рисунке приведены обозначения:

S — шаг винта, или величина перемещения линейной координаты при повороте винта на полный оборот. На серийных станках с ЧПУ модели 6Р13Ф3-37, ГФ2171, 6Т13Ф3, выпускаемых на ГСПО, на координатах X и $Y S = 10 \text{ мм/об}$, на координате $Z S = 5 \text{ мм/об}$;

i_p — передаточное отношение силового редуктора со стороны вала винта. Для указанных моделей станков на координатах X и $Y i_p = 2$, на координате $Z i_p = 1$;

i_m — передаточное отношение мультиплексора со стороны вала двигателя. Для станков указанных моделей с датчиками типа ВТМ $i_m = 2,5$. Мультиплексор в двигателе привода «Мезоматик» отсутствует. В двигателях привода «Кемрон» $i_m = 2,5$ (реже $i_m = 5$).

С точки зрения измерительной системы резольвер характеризуется числом пар полюсов p , которое связывает число оборотов фазы измерительного сигнала резольвера с числом оборотов его вала следующим соотношением: $N_{\text{фазы}} = p \cdot N_{\text{вала}}$, где N — число оборотов.

Субблок оцифровки характеризуется коэффициентом деления оборота фазы. При $f_{\text{нап}} = 2,5 \text{ мГц} K_{\text{дел}} = 1000$, при $f_{\text{нап}} = 5 \text{ мГц} K_{\text{дел}} = 2000$.

В субблоках установок, если это необходимо, устанавливается коэффициент, посредством которого приводится в соответствие реальное перемещение координат числу, поступающему в программную часть. Если $K_{\text{уст}} > 1$, число субблока оцифровки умножается на величину коэффициента, если $K_{\text{уст}} < 1$ — делится.

Исходя из сказанного следует, что если мы повернем винт на полный оборот, то величина перемещения линейной координаты, численно равная шагу винта в мкм, должна быть равна $S(\text{мкм}) = i_p \cdot i_m \cdot p \cdot K_{\text{дел}} \cdot K_{\text{уст}}$.

Варьируемыми величинами для соблюдения равенства могут выступать $K_{\text{дел}}$ и $K_{\text{уст}}$. Однако при $K_{\text{уст}} > 1$ (умножение) число, поступающее в программную часть, будет изменяться с дискретностью $\Delta = \delta \cdot K_{\text{уст}}$, где $\delta = 1 \text{ мкм}$ — дискретность устройства ЧПУ. Это приведет к тому, что точность отработки заданного перемещения будет равна величине Δ . Например, при $K_{\text{уст}} = 4$ привод будет сканировать около заданной

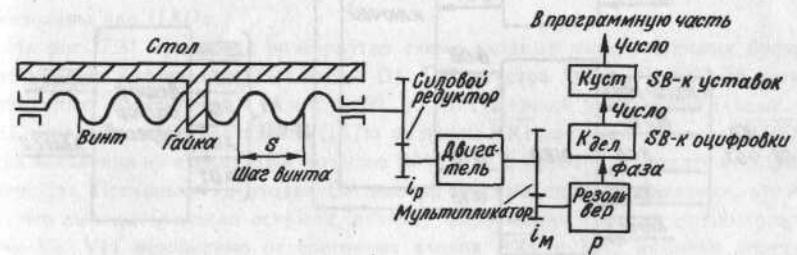


Рис. 7.29. Привязка измерительной системы к механизму подачи

точки в зоне 4 мкм. Поэтому более предпочтительно сначала делать умножение на два (если это необходимо — аппаратно в субблоке оцифровки), а затем, если этого недостаточно, воспользоваться коэффициентом умножения в плате уставок.

Для станков с дискретностью координат 10 мкм сказанное выше практической роли не играет.

Рассмотрим на примере координат X и Y станков названных выше моделей с приводами «Мезоматик-К» и «Кемрон» возможные значения $K_{дел}$ и $K_{уст}$. В двигателе привода «Мезоматик-К» мультиликатор отсутствует, а число пар полюсов резольвера $p = 5$. В этом случае

$$[S = 10000 \text{ мкм}] = [i_p = 2] \times [p = 5] \times [K_{дел} = 1000] \times [K_{уст} = 1].$$

В двигателе привода «Кемрон» передаточное отношение мультиликатора $i_m = 2,5$, число пар полюсов резольвера $p = 1$. В этом случае

$$[S = 10000 \text{ мкм}] = [i_p = 2] \times [i_m = 2,5] \times [p = 1] \times [K_{дел} = 2000] \times [K_{уст} = 1]$$

либо

$$[S = 10000 \text{ мкм}] = [i_p = 2] \times [i_m = 2,5] \times [p = 1] \times [K_{дел} = 1000] \times [K_{уст} = 2]$$

Субблок цифроаналоговых преобразователей (SB-449)

Субблок предназначен для преобразования поступающего на него числа в двоичном коде, пропорционального или равного рассогласованию, в напряжение постоянного тока в диапазоне ± 10 В, которое является задающим напряжением для регулируемого привода. Абсолютная величина входного числа представляется четырьмя

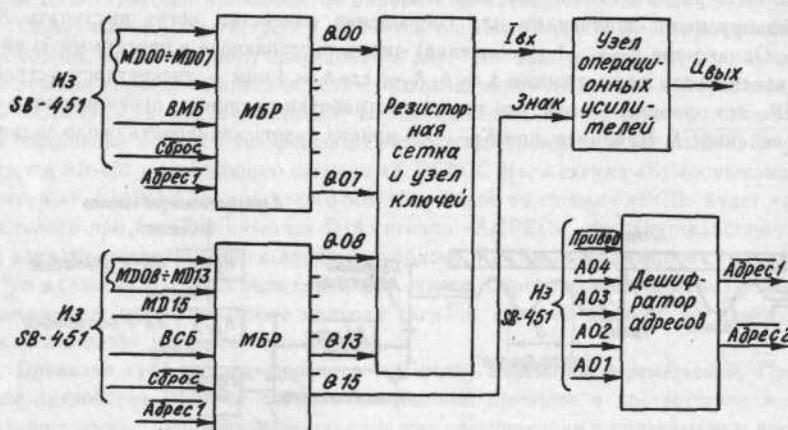


Рис. 7.30. Блок-схема ЦАП

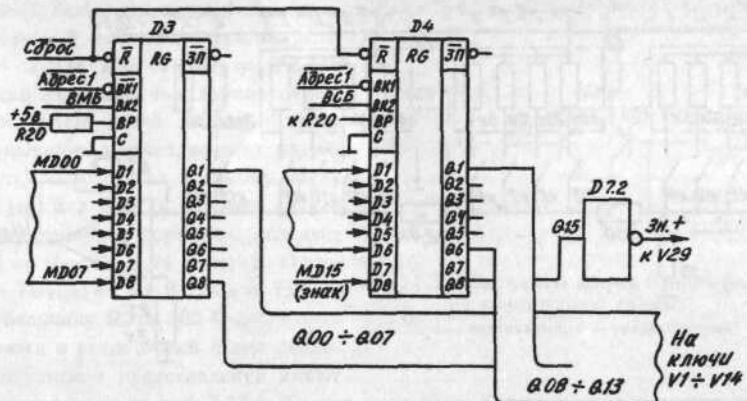


Рис. 7.31. Входные многорежимные буферные регистры

дцатью разрядами, дополнительно как знаковый используется старший разряд шестнадцатиразрядного слова.

Блок-схема ЦАПа приведена на рис. 7.30. Во входных регистрах (МБР) запоминается информация о величине (разряды МД00...МД13) и знаке (МД15) входного числа. Эта информация будет сохраняться в регистрах, и на привод будет выдаваться соответствующее ей напряжение на протяжении текущего таймерного интервала (10...14 мс), до тех пор, пока в начале следующего интервала не произойдет ее обновление.

Выходы Q00...Q13 буферного регистра управляются ключами, коммутирующими резисторную схему, преобразующую двоичный код в пропорциональное ему напряжение. Выходное напряжение формируется в узле операционных усилителей. Первый усилитель формирует абсолютную величину напряжения, второй — разнополярную, в зависимости от состояния знакового разряда (если Q15 = 0, знак +; если Q15 = 1, знак -).

Дешифратор адресов ЦАПов формирует два сигнала «АДРЕС 1» и «АДРЕС 2» для обращения к первому или второму ЦАПу, поскольку в одном субблоке аппаратно реализованы два ЦАПа.

На рис. 7.31 приведена развернутая схема входных многорежимных буферных регистров. На информационные входы D1...D8 регистра D3 и D1...D6, D8 регистра D4 поступает информация с разрядов 00...13, 15 станочной магистрали данных. Если перед этим с дешифратора адреса ЦАПа на входах V_{K1} поступил сигнал «АДРЕС 1», то при появлении на входах V_{K2} сигналов ВМБ и ВСБ произойдет запись информации в регистры. Поскольку на входах BP выбора режима единичный сигнал, это означает, что выходы Q всегда открыты, поэтому информация с них будет поступать на ключи V1...V14 независимо от состояния входов V_{K1} и V_{K2} выборки кристалла.

Сигналы ВМБ (вывод младшего байта) и ВСБ (вывод старшего байта)рабатываются в SB-451 в двух случаях:

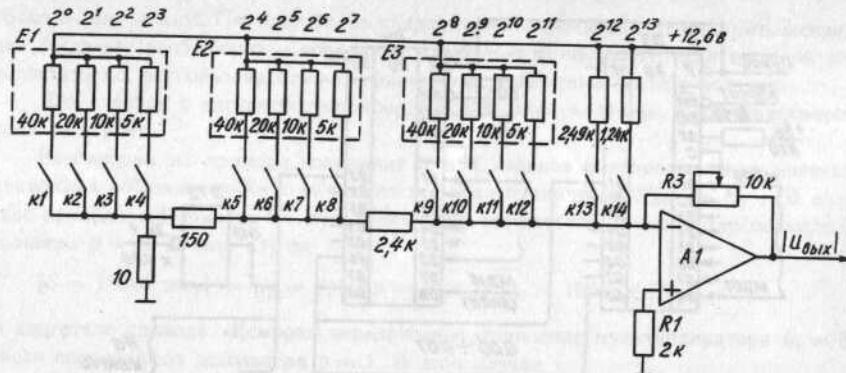


Рис. 7.32. Резисторная схема преобразователя двоичного кода в напряжение

1) в цикле «ВЫВОД» при выводе данных по канальному сигналу «К ВЫВОД Н» формируются одновременно оба сигнала: ВМБ и ВСБ;

2) в цикле «ВЫВОД Б» при выводе байта данных по появлению обоих канальных сигналов «К БАЙТ Н» и «К ВЫВОД Н» формируются сигналы ВМБ или ВСБ в соответствии с тем, к младшему (четный адрес) или старшему (нечетный адрес) байту регистра данных субблока ЦАП идет обращение.

Резисторная схема для преобразования двоичного кода в пропорциональное ему напряжение приведена на рис. 7.32. Условные контактные ключи K1...K14 управляются соответствующими выходами МБР Q00...Q13. Резисторная схема для преобразования двоичного кода строится таким образом, чтобы последовательное переключение ключей в соседних разрядах изменяло выходное напряжение в два раза. Например, при включении одного ключа K14 $|U_{вых}| = 5$ В, при включении одного ключа K9, поскольку реализуется простым последовательным увеличением в два раза величин разрядных резисторов. В разрядах 2^7 ... 2^4 используется делитель из разрядных резисторов и последовательно включенных $(150+10)$ Ом, а резистор 2,4 кОм является общим входным. В разрядах 2^3 ... 2^0 используется делитель из разрядных резисторов и 10 Ом, а общим входным резистором являются последовательно включенные $(0,15+2,4)$ кОм. Такая нестандартная резисторная схема ЦАПа обладает погрешностью, которая проявляется в отклонении реальной характеристики от идеальной линейной. Максимальная погрешность отклонения 7% имеет место в разряде 2^7 (2^6 —3,5%, 2^5 —1,8%, 2^4 —0,9%). Разряд 2^3 имеет погрешность отклонения 5%, и далее до разряда 2^0 идет пропорциональное уменьшение погрешности.

Выходное напряжение ЦАПа, имеющего идеальную линейную характеристику, подчиняется зависимостям

$$|U_{вых}| = U_{оп} \frac{R3}{1,24\text{k}\Omega} \left(\frac{i_{13}}{2^0} + \frac{i_{12}}{2^1} + \dots + \frac{i_0}{2^{13}} \right),$$

где $i_n = 1$, если ключ в разряде n замкнут, и $i_n = 0$, если ключ разомкнут. В нашем случае $U_{оп} = U_{пит} = 12,6$ В.

Один из возможных вариантов настройки ЦАПа — это $|U_{вых}| = 10$ В при замыкании ключей во всех разрядах, что соответствует входному числу $(2^{14}-1)_{10}$, или 37777₈. В этом случае из приведенной формулы следует $|U_{вых}| = U_{оп}(R3/1,24 \text{ к}\Omega) \cdot 2$. Отсюда при $|U_{вых}| = 10$ В, $U_{оп} = 12,6$ В имеем величину $R3 \approx 500$ Ом.

Ключи в резисторной схеме реально в контактном представлении имеют вид, как показано на рис. 7.33, а. То есть если ключ К в разряде разомкнут, то через его нормально замкнутую половину К к нему будет приложен нулевой потенциал. Это сделано с целью уменьшения тока утечки через ключ, когда он находится в разомкнутом состоянии. Полная транзисторная схема ключа, соответствующая контактному варианту, для разряда 2^0 приведена на рис. 7.33, б. На базы транзисторов V1...V14 поступают сигналы с соответствующих выходов МБРов Q00...Q13. На базы транзисторов V15...V28 поступает через резистор R8 запирающее смещение +3,3 В. При Q00 = 1 транзистор V1 закрыт, транзистор V15 открыт и подключает тем самым разрядный резистор ко входной цепи операционного усилителя. При Q00 = 0 V1 открывается, а V15 запирается смещением, то есть транзисторы V1...V14 работают в противофазе с транзисторами V15...V28.

На рис. 7.34 приведена полная схема узла операционных усилителей. Усилитель

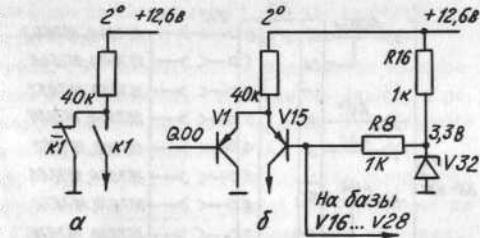


Рис. 7.33. Варианты ключа одного разряда резисторной схемы:
а — контактный; б — транзисторный

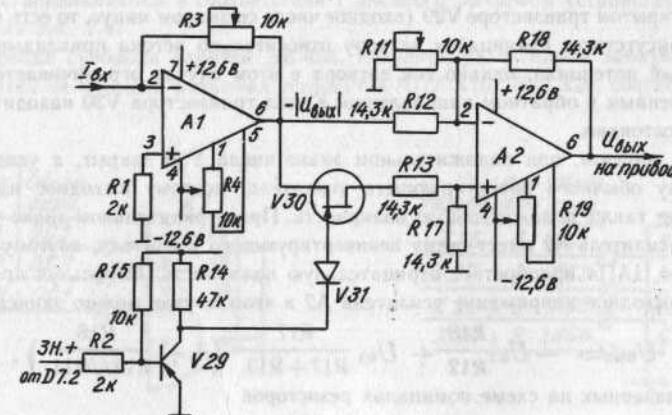


Рис. 7.34. Узел операционных усилителей

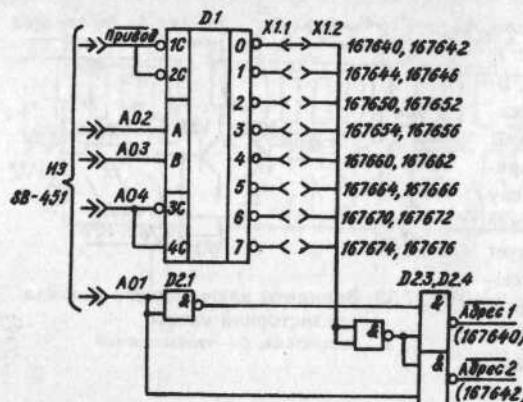


Рис. 7.35. Дешифратор адресов субблока ЦАП

A1 преобразует двоичный код в напряжение отрицательной полярности $-|U_{\text{вых}}|$, а на усилителе A2 выполнен переключатель полярности. При положительном входном числе (отсутствие единицы в старшем разряде) на базу V29 от элемента D7.2 поступает единичный сигнал «ЗН.+», запирающий транзистор. К затвору полевого транзистора V30 в этом случае прикладывается потенциал $-12,6$ В. Полевой транзистор V30 типа КП303И с диффузионным затвором и p -каналом открыт при $U_{\text{зи}} = -10$ В на истоке и $U_{\text{пит}} = -12,6$ В на затворе имеем $U_{\text{зи}} = -2,6$ В. Этого оказывается достаточно, чтобы канал находился в непроводящем состоянии.

При открытом транзисторе V29 (входное число со знаком минус, то есть в старшем разряде присутствует единица) к затвору относительно истока прикладывается положительный потенциал, однако ток затвора в этом случае ограничивается диодом V31, включенным в обратном направлении. Канал транзистора V30 находится в проводящем состоянии.

Таким образом, при положительном знаке числа V30 закрыт, а усилитель A2 имеет схему обычного инвертирующего усилителя, поэтому выходное напряжение ЦАПа имеет также положительную полярность. При отрицательном знаке числа V30 открыт, а усилитель A2 имеет схему неинвертирующего усилителя, поэтому выходное напряжение ЦАПа приобретает отрицательную полярность. Используя принцип наложения, выходное напряжение усилителя A2 в этом случае можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_{18}}{R_{12}} + U_{\text{вх}} \frac{R_{17}}{R_{17} + R_{13}} \left(1 + \frac{R_{18}}{R_{12}/R_{11}} \right),$$

или при указанных на схеме номиналах резисторов

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} U_{\text{вх}} \left(\frac{R_{18}}{R_{12}/R_{11}} - 1 \right).$$

Для того чтобы выходное напряжение было равно входному, должно выполняться соотношение $R_{12}/R_{11} = 1/R_{18}$. Это достигается при $R_{11} \approx 7$ кОм.

Таким образом, переменным резистором R11 производится подстройка коэффициента передачи ЦАПа по минусу равным коэффициенту передачи по плюсу, а резистором R3 устанавливается общий коэффициент передачи ЦАПа. Резисторами R4 и R19 подстраиваются нули операционных усилителей A1 и A2.

На рис. 7.35 приведена схема дешифратора адресов ЦАПов, которая выполнена аналогично дешифратору субблока оцифровки. Адресные сигналы, поступающие на дешифратор, вырабатываются в SB-451. Сигнал «ПРИВОД» формируется из канальных адресных сигналов при обращении к адресам 167640₈...167676₈, а сигналы A01...A04 из канальных адресных «К ДА01 Н» — «К ДА04 Н». Перемычкой на поле перемычек X1 устанавливается адрес субблока, а разделение адресов ЦАПов в субблоке производится по младшему четному разряду A01 (2¹).

Настройка субблоков

Установка перемычек в субблоках оцифровки SB-457. В субблоках оцифровки находятся три поля перемычек: X1 — поле перемычек опорного сигнала, X2 — поле перемычек измерительного сигнала, X3 — поле перемычек адресов субблоков. Перемычка 1—16 на поле X3 присваивает субблоку первую пару адресов, перемычка 2—15 — вторую пару и т. д. — в соответствии с рис. 7.26. Перемычки на полях X1 и X2 устанавливаются в соответствии с местом расположения на этаже субблока запитки SB-455 и в соответствии с внешними разъемами устройства ЧПУ. Связь между положением субблока запитки и номерами контактов сигналов запитки на внешних разъемах устройства устанавливается в соответствии с табл. 7.3. Перемычки на поле X1 опорного сигнала устанавливаются в соответствии с расположением субблока запитки на этаже, как показано на рис. 7.36. Перемычки на поле X2 измерительного сигнала устанавливаются в соответствии с внешним разъемом устройства ЧПУ, как показано на рис. 7.37.

Настройка субблока запитки SB-455. Регулировка сигналов запитки датчиков производится на внешних разъемах устройства ЧПУ X26, X27, X29, соответствующих

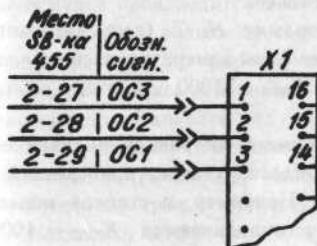


Рис. 7.36. Поле перемычек опорного сигнала

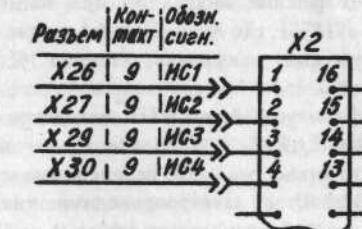


Рис. 7.37. Поле перемычек измерительного сигнала

Таблица 7.3

Этаж	Место SB-ка	Обозначение сигналов запитки	Внешние разъемы устройства ЧПУ				
			X26	X27	X29	X30	Примеч.
2	27	3 3	5,6 7,8	5,6 7,8	5,6 7,8	5,6 7,8	6,8 — общ.
2	28	2 2			15,16 17,18	15,16 17,18	16,18 — общ.
2	29	1 1	15,16 17,18	15,16 17,18			16,18 — общ.
Номера контактов							

координатам X , Y , Z . В том случае, когда в качестве датчиков обратной связи используются резольверы или ВТ, достаточно одного субблока запитки для всех датчиков, который располагается на 27 месте второго этажа, поэтому номер внешнего разъема в соответствии с табл. 7.3 может быть любым.

Регулировка величины синусного напряжения производится на контактах 5,6 переменным резистором $R9$, расположение которого в субблоке показано на рис. 7.38. Величина напряжения выставляется равной 4...4,5 В. Измерение производится цифровым вольтметром с дискретностью 1 мВ.

Косинусное напряжение на контактах 7, 8 выставляется переменным резистором $R16$ равным синусному с точностью ± 5 мВ.

Регулировка сдвига фаз. Подать синусное напряжение запитки на вход измерительного сигнала путем установки перемычки между контактами 5—9 внешнего разъема. Зафиксировать по индикации на дисплее значение трех младших разрядов положения координаты, соответствующей разъему. Устройство ЧПУ должно находиться в режиме микронной индикации.

Подать косинусное напряжение на вход измерительного сигнала путем установки в разъеме перемычки между контактами 7—9.

Резистором $R10$ отрегулировать по индикации значение трех младших разрядов таким образом, чтобы оно отличалось от предыдущего значения на величину Δ . Величина Δ зависит от режима индикации показаний датчиков.

В режиме индикации при введенной тест-программе № 7 (тест датчиков) $\Delta = 1/K_{дел}$, где $K_{дел}$ — коэффициент деления оборота фазы измерительного сигнала в субблоке оцифровки. Обычно устанавливается $K_{дел} = 1000$. В этом случае $\Delta = 250$.

Если устройство ЧПУ находится в рабочем режиме с микронной индикацией, то $\Delta = 1/K_{дел} \times K_{уст}$, где $K_{уст}$ — коэффициент в плате уставок, приводящий в соответствие реальное перемещение с программным. Например, в станках модели 6Р13Ф3-37 с электроприводами типа «Кемрон» устанавливаются $K_{дел} = 1000$, $K_{уст} = 2$. В этом случае имеем $\Delta = 500$.

Следует иметь в виду, что при подстройке фазового сдвига косинусного напряжения изменяется в небольших пределах и его амплитудное значение. Поэтому необ-

ходимо вновь проверить и установить резистором $R16$ косинусное напряжение равным синусному.

Настройка субблока цифроанalogовых преобразователей SB-449. Настройка субблока ЦАП, так же как и субблока запитки, должна выполняться при заблокированном состоянии регулируемых электроприводов.

Настройка нулевого напряжения. Поскольку формирование выходного напряжения и положительной и отрицательной полярности производится одновременно обоими операционными усилителями: A1 и A2 (рис. 7.34), потенциометры R4 усилителя A1 и R19 усилителя A2 идентично влияют на выходное напряжение ЦАПа независимо от его полярности. Поэтому возможность настройки нулей двух усилителей, включенных последовательно, по одному выходу основывается на следующем методе.

Обозначим через U_{cm1} и U_{cm2} выходные напряжения усилителей A1 и A2, вызванные смещением их нулей. Тогда при нулевом коде числа, но разных его знаках (чтобы транзистор V30 переключался) выходное напряжение будет равно $U_{вых} = U_{cm2} \pm U_{cm1}$. Разные знаки перед U_{cm1} появляются потому, что в одном случае оно инвертируется усилителем A2, а в другом нет. Из этой формулы следует, что если, например, при знаке нулевого числа «+» потенциометром R4 добиться $U_{вых} = 0$, то это будет значить, что мы настроили U_{cm1} таким, что $U_{cm1} = -U_{cm2}$.

При изменении знака нулевого числа (в нашем случае на минус), поскольку U_{cm1} будет теперь инвертироваться усилителем A2 относительно предыдущего случая, выходное напряжение ЦАПа будет равно $U_{вых} = U_{cm2} - (-U_{cm2}) = 2U_{cm2}$. Теперь остается потенциометром R19 убрать половину этого напряжения (это будет в точности U_{cm2}), а оставшуюся половину (поскольку теперь нуль усилителя A2 настроен) убрать потенциометром R4. Таким образом, практическая методика настройки нулей производится в следующем порядке.

Подключить вольтметр с дискретностью 1 мВ ко входу задающего напряжения электропривода. По адресу настраиваемой координаты (167640₈—X, 167642₈—Y, 167644₈—Z) записать код 0. Потенциометром R4 выставить выходное напряжение равным нулю. Записать код —0 (10000₈). Зафиксировать показание вольтметра и потенциометром R19 выставить половину зафиксированного значения, а потенциометром R4 настроить выходное напряжение равным нулю с точностью ± 1 мВ. Расположение потенциометров в субблоке приведено на рис. 7.39.

Настройка коэффициента передачи. Коэффициент передачи ЦАПа настраивается в соответствии со скоростью быстрого хода станка и коэффициентом передачи регулируемого привода.

Коэффициент передачи регулируемого привода $K_{прив} = n_{дв}/U_{зад}$ должен быть

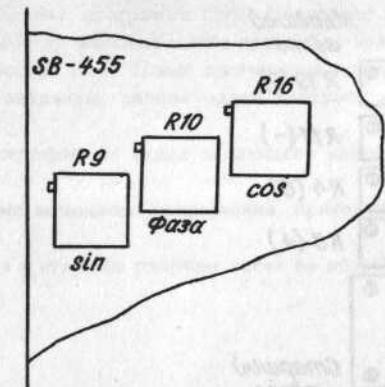


Рис. 7.38. Расположение потенциометров в субблоке запитки



Рис. 7.39. Расположение потенциометров в субблоке ЦАП

```

0/12700
10 (100000 для ЦВых)
1/62700
1/1 (дискретность приращения кода)
1/10037
1/167640 (адрес ЦАПа)
1/22700
1/13560 (код, соотв. ЦВых = +108)
1/1371
22/766
06

```

Рис. 7.40. Программа проверки линейности характеристики ЦАП

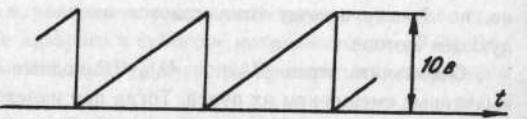


Рис. 7.41. Осциллограмма выходного напряжения ЦАП

установлен таким (обычно это осуществляется потенциометром в цепи сигнала тахогенератора), чтобы при задающем напряжении привода $U_{\text{зад}} = 9 \dots 10$ В двигатель развивал обороты, обеспечивающие скорость быстрого хода станка. Например, если скорость быстрого хода станка $V_{\text{БХ}} = 6000$ мм/мин, то при шаге винта 10 мм/об и силовом понижающем редукторе с $i_p = 1/2$ скорость вращения двигателя должна составить $n_{\text{дв}} = 1200$ об/мин.

Примем, что эти обороты обеспечиваются приводом при $U_{\text{зад}} = 9$ В, тогда при $V_{\text{БХ}} = 6000$ мм/мин на ЦАП должен поступать код 6000_{10} или 13560_8 , а его выходное напряжение должно составить 9 В.

Для приведенного случая практическая настройка коэффициента передачи ЦАПа производится следующим образом.

Подключить вольтметр ко входу задающего напряжения регулируемого привода. По адресу настраиваемой координаты задать код 13560_8 . Потенциометром $R3$ выставить напряжение равным $(+9 \pm 0,01)$ В. Задать код 113560_8 . Потенциометром $R11$ выставить напряжение $(-9 \pm 0,01)$ В.

Проверка линейности характеристики ЦАПа. Чтобы убедиться в том, что характеристика ЦАПа является линейной, то есть все разряды работают правильно, можно

запустить программу, приведенную на рис. 7.40. Эта программа последовательно с заданной дискретностью увеличивает код на ЦАП до максимального заданного значения, которому соответствует выходное напряжение 10 В. После достижения кодом заданного значения происходит его сброс до величины, равной одной дискрете, и процесс увеличения начинается снова.

Форму сигнала можно наблюдать осциллографом на входе задающего напряжения электропривода.

Она должна соответствовать осциллограмме выходного напряжения, приведенной на рис. 7.41.

Для отрицательной полярности напряжения в старшие разряды чисел во второй и восьмой ячейках необходимо записать 1.

КОМПЛЕКТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОДАЧИ ТИПА «МЕЗОМАТИК-К»

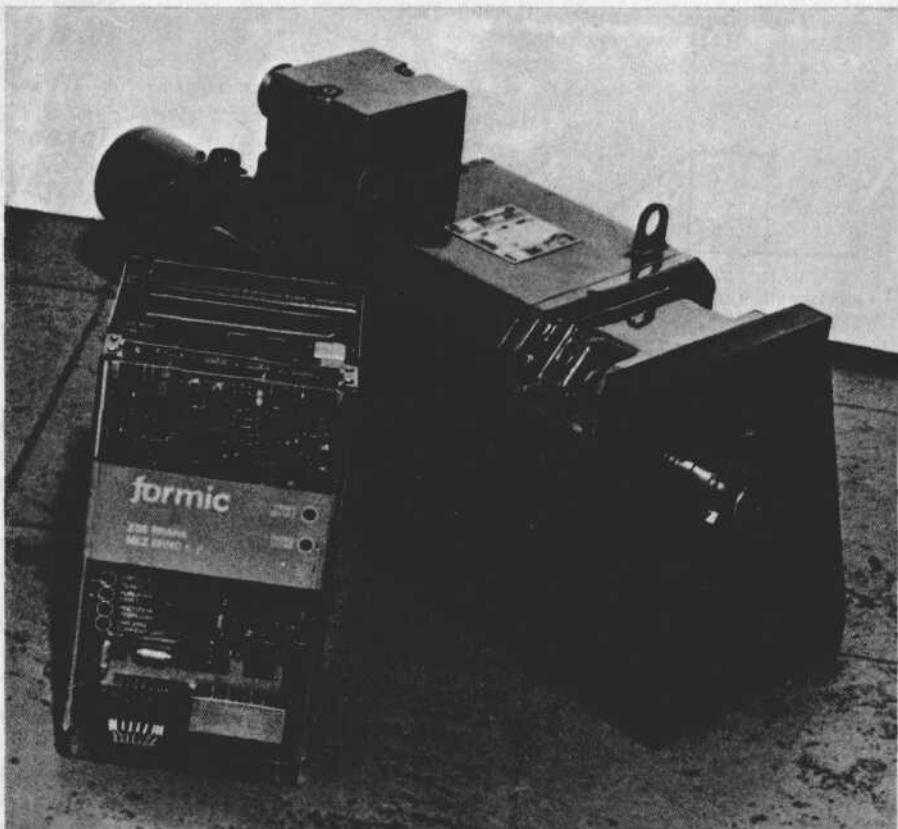


Рис. 8.1. Общий вид электропривода
«Мезоматик-К»

Электроприводы типа «Мезоматик-К» производства ЧССР (рис. 8.1) разработаны взамен приводов «Мезоматик-А» и предназначены для электроприводов подачи металлорежущих станков. Конструктивно преобразователь выполнен в виде модулей на одну или две координаты. Типоразмеры привода охватывают диапазон моментов от 3,5 Нм до 35 Нм.

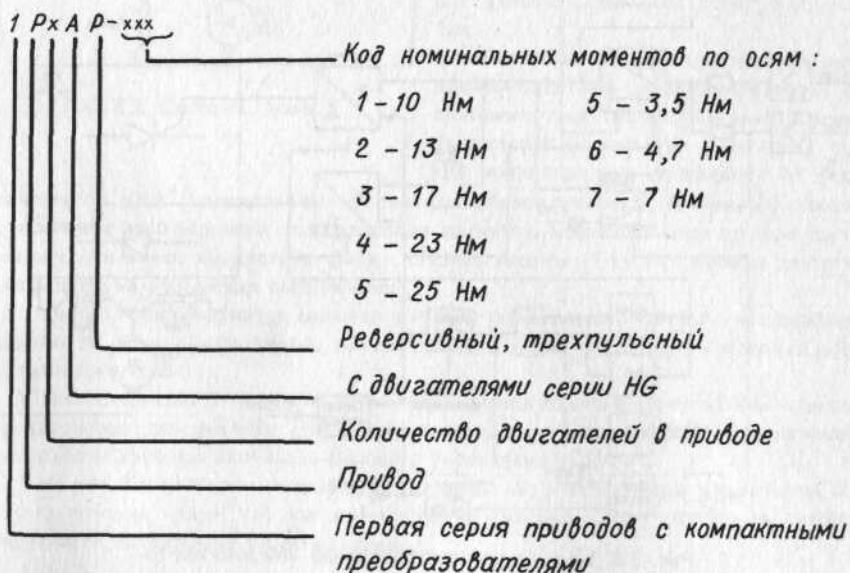
В комплект привода входят:

- тиристорный преобразователь К1Т1-Р3 на одну координату или К2Т3-Р33 на две координаты;
- высокомоментный электродвигатель постоянного тока типа HG со встроенными тахогенератором, резольвером, электромагнитным тормозом и термодатчиком;
- силовой трансформатор типа TVU, общий независимо от числа координат;
- уравнительные дроссели типа LJE;
- коммутационные дроссели типа LTE. В случае однокоординатного исполнения коммутационный дроссель не поставляется;
- фильтр для подавления помех типа С1;
- портативный диагностический прибор типа ДТР-01, поставляемый по специальному заказу.

Все остальные характеристики привода соответствуют требованиям международной организации «Интерэлектро».

При многокоординатном исполнении привод может комплектоваться двигателями с различными номинальными моментами.

Типовое обозначение электропривода



Описание работы преобразователя

Преобразователь выполнен по одноконтурной схеме регулирования только с регулятором скорости. Характерной особенностью привода является работа в зоне прерывистых токов при нагрузке вплоть до номинального тока во всем диапазоне частот вращения, что исключает влияние электромагнитной постоянной времени и как следствие позволяет создать простую одноконтурную схему без регулятора тока. Управление приводом согласованное нелинейное в зоне рабочих частот вращения и раздельное в зоне ускоренных перемещений. Предусмотрено адаптивное управление коэффициентом усиления контура скорости на низких скоростях, что обеспечивает хорошие динамические свойства привода. Введение электронных защит исключает выход из строя элементов преобразователя в аварийных ситуациях.

Блок-схема привода приведена на рис. 8.2, где ДУ1, ДУ2 — дифференциальные усилители сигналов задания и обратной связи; РС — регулятор скорости; АР — адаптивный регулятор; СИФУ — система импульсно-фазового управления; ИНВ — инвертор; БНТО — блок нелинейного токоограничения; НЧФ — защита от неправильного чередования фаз; ВФ — защита от выпадения фазы; ППН — защита от понижения питающего напряжения; ПЕР — защита от перегрузки; ТП — тиристор-

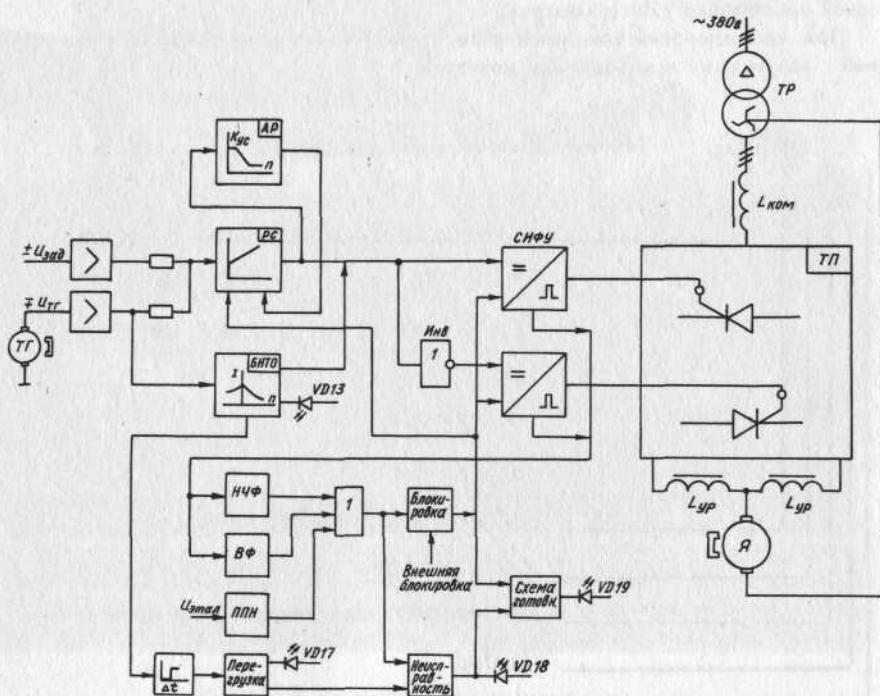


Рис. 8.2. Блок-схема электропривода «Мезоматик-К»

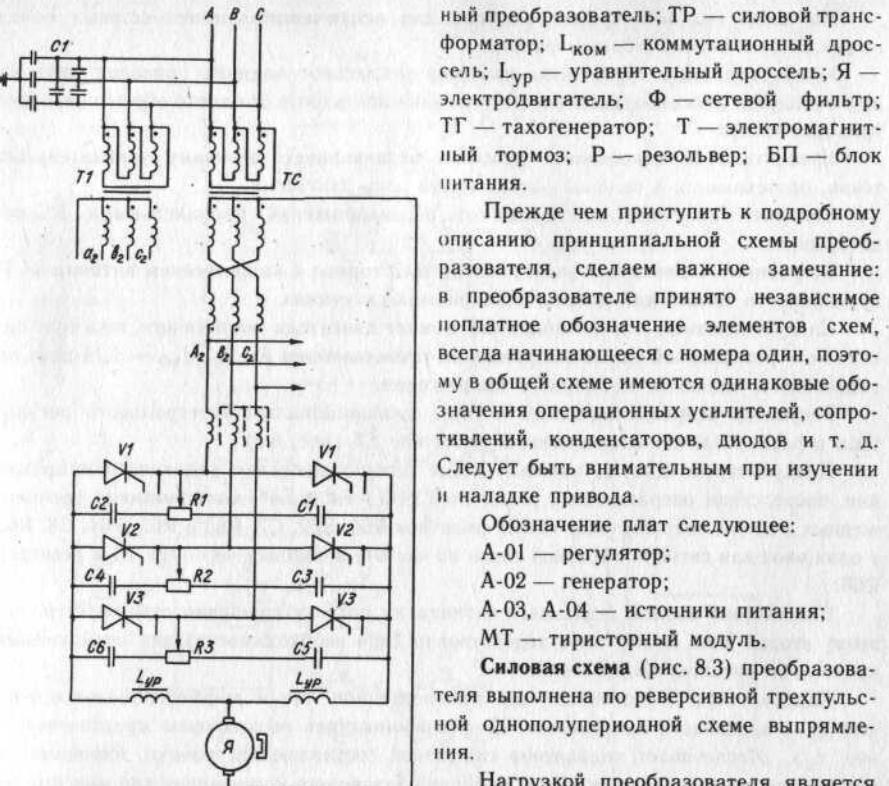


Рис. 8.3. Силовая схема

ддвигателей SHAT, применяемых в приводе «Мезоматик-А». Это четырехполюсные двигатели с возбуждением от ферритовых магнитов, магнитная цепь статора шихтованная, они имеют квадратную форму, степень защиты 1Р44. Все выводы двигателя выполнены на разъемных соединениях.

Силовой трансформатор включен по схеме «треугольник—зигзаг», что позволяет исключить поток вынужденного намагничивания и как следствие — экономия стали магнитопровода.

Трансформатор Т1, обмотки которого включены по схеме «треугольник—звезда», предназначен для питания стабилизированного источника питания и синхронизации работы системы импульсно-фазового управления (СИФУ).

На рис. 8.4 приведены векторные диаграммы напряжений трансформаторов ТС и Т1, из которых видно, что напряжение синхронизации СИФУ отстает от силового питающего напряжения на 30 эл. град.

ный преобразователь; ТР — силовой трансформатор; $L_{\text{ком}}$ — коммутационный дроссель; $L_{\text{ур}}$ — уравнительный дроссель; Я — электродвигатель; Ф — сетевой фильтр; ТГ — тахогенератор; Т — электромагнитный тормоз; Р — резольвер; БП — блок питания.

Прежде чем приступить к подробному описанию принципиальной схемы преобразователя, сделаем важное замечание: в преобразователе принято независимое поплатное обозначение элементов схем, всегда начинающееся с номера один, поэтому в общей схеме имеются одинаковые обозначения операционных усилителей, сопротивлений, конденсаторов, диодов и т. д. Следует быть внимательным при изучении и наладке привода.

Обозначение плат следующее:

- А-01 — регулятор;
- А-02 — генератор;
- А-03, А-04 — источники питания;
- МТ — тиристорный модуль.

Силовая схема (рис. 8.3) преобразователя выполнена по реверсивной трехпульсной однополупериодной схеме выпрямления.

Нагрузкой преобразователя является высокомоментный электродвигатель постоянного тока типа HG с возбуждением от постоянных магнитов. Двигатели типа HG принципиально отличаются от серий

На входе силового трансформатора для исключения влияния сетевых помех предусмотрен конденсаторный фильтр.

Коммутационные трехфазные дроссели исключают влияние приводов друг на друга в случае многокоординатного исполнения при работе от одного общего силового трансформатора.

Уравнительные однофазные дроссели ограничивают величину уравнительных токов, протекающих в силовой части, минуя цепь двигателя.

Силовые тиристоры защищены от перенапряжений параллельными RC-цепочками.

Встроенный в двигатель электромагнитный тормоз с напряжением питания 24 В предназначен только для работы в аварийных ситуациях.

Следует помнить, что номинальный момент двигателя постоянного тока при питании от трехпульсной схемы выпрямления уменьшается в $K = I_{\text{ср}}/I_{\text{эф}} = 1,14$ раза по сравнению с питанием от гладкого напряжения.

Регулятор скорости выполнен в виде пропорционально-интегрального регулятора и реализован на операционном усилителе E5 (рис. 8.5).

Предусмотрено два одинаковых входа для подключения задающего напряжения, посредством операционных усилителей (ОУ) E4 и E4*, конструктивно расположенных в одной микросхеме, а также фильтров R60, R62, C7, R63 и R61, R64, C8, R65 и один вход для сигнала обратной связи по частоте вращения через ОУ E1 и резистор R66.

Воздействие входов задающего сигнала на частоту вращения суммируется, поэтому второй вход может быть задействован (при необходимости) для подключения каких-либо внешних воздействий.

Каждый вход обеспечивает как асимметричное, так и дифференциальное подключение задающего напряжения. Дифференциальное подключение предпочтительнее, т. к. обеспечивает подавление синфазной составляющей помехи, наводимой в общем проводе при длинных цепях. Величина задающего напряжения для максимальной частоты вращения составляет ± 10 В.

Для подключения обратной связи по скорости на входе ОУ E1 предусмотрено

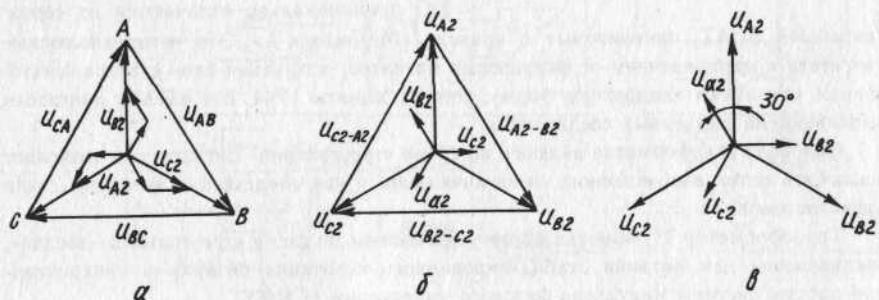


Рис. 8.4. Векторные диаграммы:

а — силовой трансформатор; *б* — трансформатор синхронизации; *в* — фазировка синхронизирующего напряжения относительно напряжения на тиристорах

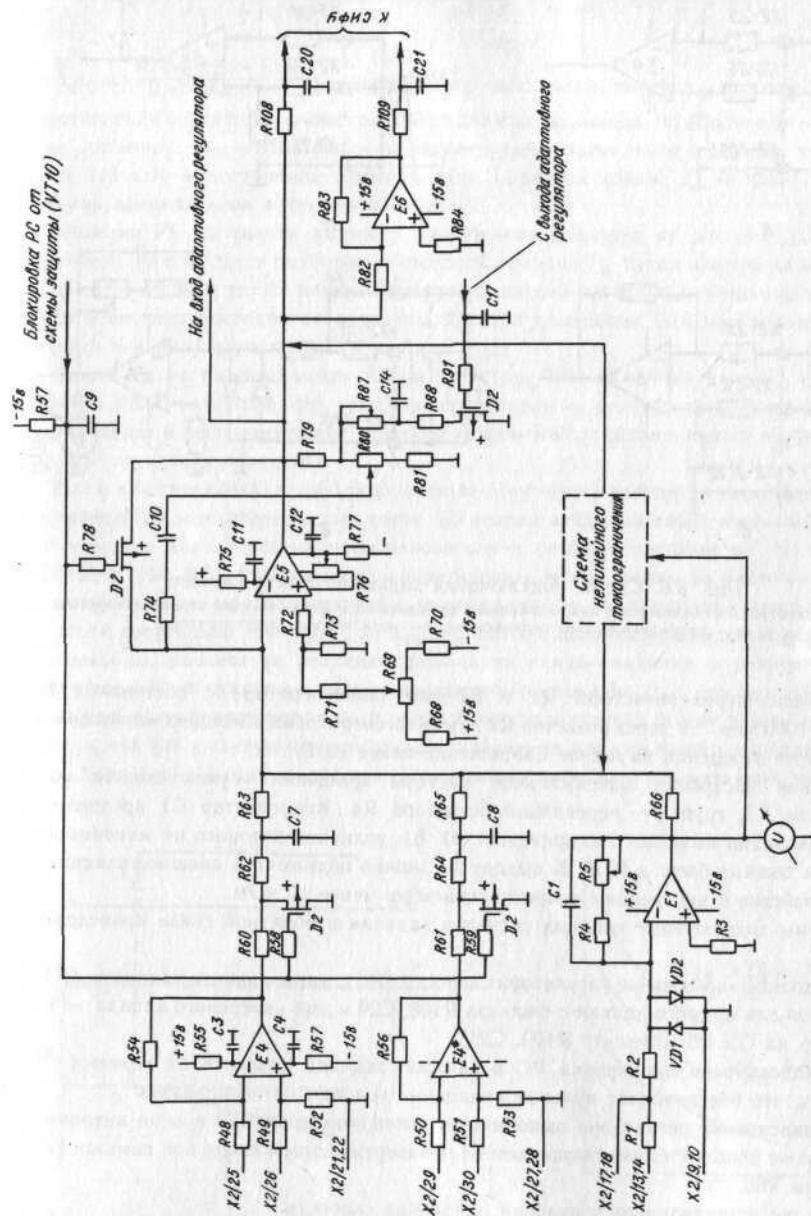


Рис. 8.5. Результат скани

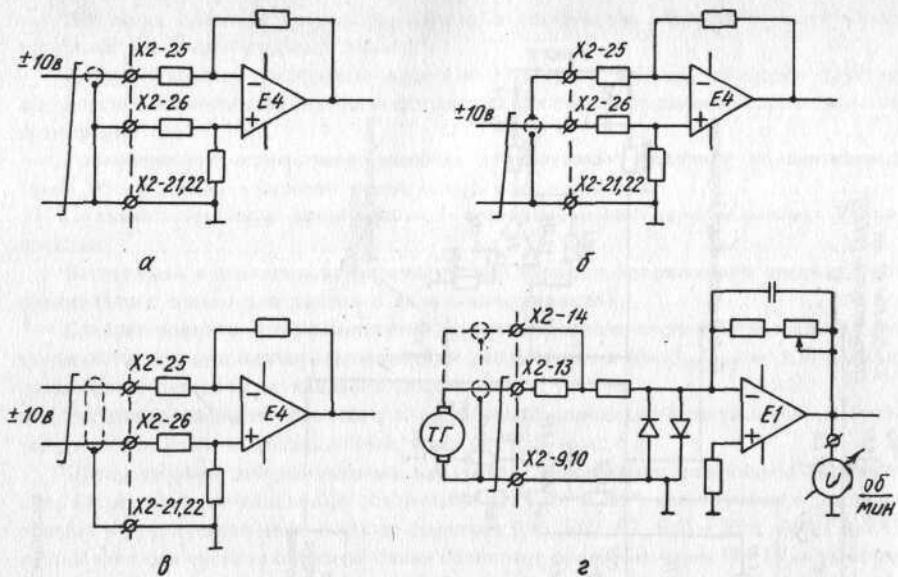


Рис. 8.6. Схемы подключения задающего напряжения:

a и *б* — асимметричное подключение для направлений вращения по и против часовой стрелки соответственно; *в* — дифференциальное подключение; *г* — подключение тахогенератора

два вывода: через резисторы R1 и R2 для тахогенератора с постоянной $K = 20 \text{ В/1000 мин}^{-1}$ и через резистор R2 для тахогенераторов, имеющих на максимальной частоте вращения выходное напряжение менее 10 В.

Точная настройка максимальной частоты вращения осуществляется потенциометром R5, грубая — перепайкой резистора R4. Конденсатор C1 предназначен для фильтрации выходного напряжения ОУ E1, величина которого на максимальной скорости должна быть ± 10 В. К выходу E1 можно подключить внешнее измерительное устройство с внутренним сопротивлением не менее 10 кОм.

Схемы подключения входных сигналов задания и обратной связи приведены на рис. 8.6.

Выходное напряжение регулятора скорости (РС), управляющее каналами СИФУ, снимается для прямого канала с фильтра R108, C20 и для инверсного канала — через инвертор на ОУ E6 и фильтр R109, C21.

Предусмотрена блокировка РС и каналов задания ключами на полевых транзисторах, что обеспечивает нулевые начальные условия интегрирования.

Балансировка регулятора выполняется потенциометром R76 в цепи питания ОУ E5, а также дополнительно смещением на неинвертирующем входе при помощи потенциометра R69.

Им же устанавливается нулевая начальная скорость.

Передаточная функция РС имеет вид:

$$W(p) = -\frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -K_{\text{пер}} \frac{1+pT_{\text{oc}}}{pT_u} - K_{\text{пер}} \cdot K_o \frac{1+pT_{\text{oc}}}{pT_{\text{oc}}},$$

где $K_{\text{пер}} = \frac{R79+R80+R81}{R80^*+R81}$ — регулируемая часть коэффициента усиления ($R80^*$ — сопротивление части потенциометра R80 от движка до вывода, подключенного к общей точке питания); $K_o = R74/R66$ — нерегулируемая часть коэффициента усиления; $T_{\text{oc}} = R74 \cdot C10$ — постоянная времени цепи обратной связи; $T_u = R66 \cdot C10$ — постоянная времени цепи интегрирования.

Реакция РС на скачок входного напряжения показана на рис. 8.7. Настройка регулятора производится подбором постоянной времени T_u путем изменения величины конденсатора C10, а также изменением коэффициента передачи потенциометром R80. Для обеспечения постоянства величины T_{oc} при изменении C10 необходимо также изменять величину резистора R74.

Параллельно потенциометру R80 и резистору R81 включена цепочка из потенциометра R87 и резистора R88, управляемая ключом на полевом транзисторе D2. Эта цепь работает в зоне адаптации, потенциометром R87 устанавливается коэффициент передачи на низких скоростях.

Как уже отмечалось, в структуре привода отсутствует регулятор тока, что связано с его работой в зоне прерывистых токов. Из теории электропривода известно, что наклон внешних характеристик преобразователя в режиме прерывистых токов резко возрастает (рис. 8.8), что можно интерпретировать возрастанием во много раз активного сопротивления преобразователя и как следствие — стремлением к нулю электромагнитной постоянной времени $T_s = L_{\text{яч}}/R_s$. Это же явление можно объяснить и другим способом, рассмотрев реакцию привода на скачок задания в режиме прерывистого тока. Если скачком изменить задающее напряжение $U_{\text{зад}}$, то не позже чем в следующем полупериоде питающего напряжения установится новый режим преобразователя, так как к следующему импульсу управления ток в силовой цепи будет равен нулю. Характер реакции преобразователя аналогичен случаю активной нагрузки,

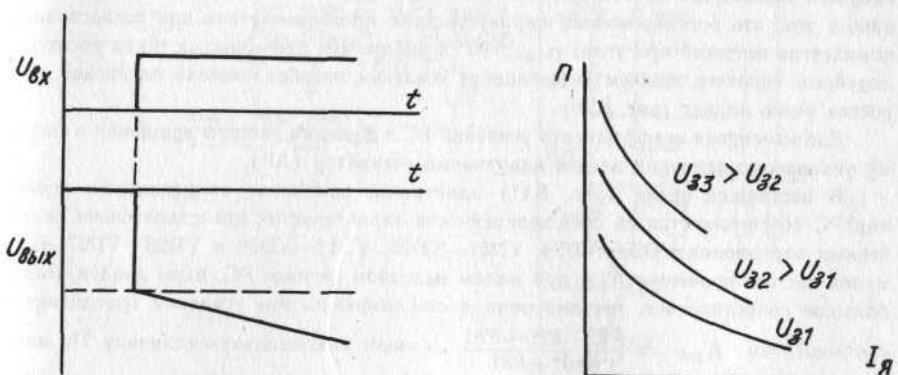


Рис. 8.7. Реакция РС на скачок задающего напряжения

Рис. 8.8. Внешняя характеристика привода

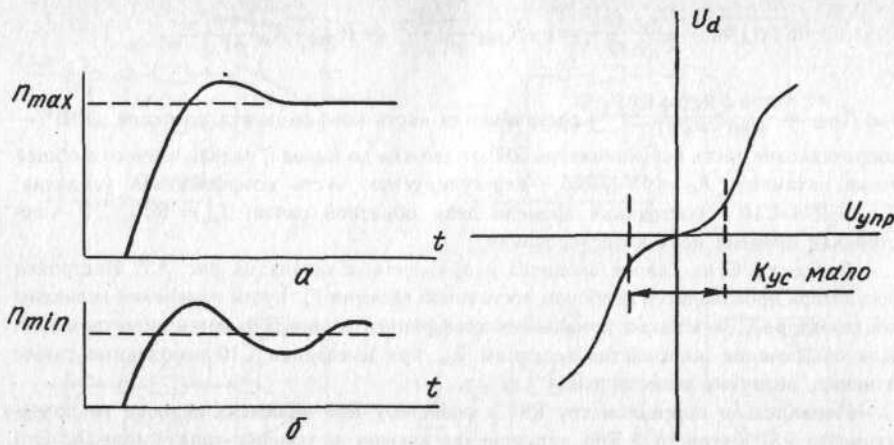


Рис. 8.9. Переходные процессы скорости:
а — при пуске на максимальную частоту вращения;
б — то же на минимальную

Рис. 8.10. Регулировочная характеристика

т. е. можно говорить об исчезновении электромагнитной постоянной времени и исключить в приводе регулятор тока.

Адаптивный регулятор

Настроенный на высокой частоте вращения электропривод при переходе на низкие скорости вновь будет иметь перерегулирование и колебательность (рис. 8.9). Это связано с тем, что регулировочная характеристика преобразователя при согласовании комплектов вентилей при углах $\alpha_{\text{нач}} > 90^\circ$ и работе при прерывистых токах носит нелинейный характер, причем коэффициент усиления преобразователя на низких скоростях резко падает (рис. 8.10).

Для изменения коэффициента усиления РС в функции частоты вращения в систему управления приводом введен адаптивный регулятор (AP).

В настоящее время (рис. 8.11) адаптивное изменение коэффициента усиления РС обеспечивается за счет нелинейности характеристик последовательно включенных пар диодов VD20—VD24, VD21—VD25, VD22—VD26 и VD23—VD27. При малой частоте вращения, т. е. при малом выходном сигнале РС, пары диодов имеют большое сопротивление, регулируемая часть коэффициента усиления определяется соотношением $K_{per} = \frac{R97+R80+R81}{R80+R81}$ и имеет максимальную величину. По мере роста скорости растет выходное напряжение РС и последовательно открываются (в зависимости от полярности) диоды VD20 или VD24, затем VD21 или VD25 и т. д., подключая к резистору R97 параллельно включенные R98, R99 и R100. Коэффициент уси-

ления постепенно падает до постоянного минимального значения на высоких скоростях, определяемого параллельным сопротивлением резисторов R97—R100 и положением движка потенциометра R80.

В приводах выпуска 1985 — начала 1986 года адаптивный регулятор выполнен на основе широтно-импульсной модуляции.

Блок нелинейного токоограничения обеспечивает ограничение тока якоря в функции частоты вращения в соответствии с коммутационной кривой ВМД.

Ток, протекающий в якоре двигателя, определяется разностью напряжения преобразователя и противо-ЭДС двигателя и сопротивлением якорной цепи. Пренебрегая падением напряжения от перекрытия анодных токов на вторичной обмотке силового трансформатора и вентилях, можно записать

$$I_a = \frac{U \cdot E}{R_a} = \frac{U_d \cdot \cos \alpha - C_e \cdot n}{R_a},$$

где U_d — выходное напряжение неуправляемого выпрямителя ($\delta=0$); α — угол запаздывания зажигания вентиляй; C_e — коэффициент ЭДС двигателя; n — частота вращения; R_a — сопротивление якорной цепи.

Если считать, что $R_a = \text{const}$, то на основании информации о частоте вращения двигателя, снимаемой с тахогенератора и пропорциональной величине ЭДС двигателя, можно определить минимально допустимый угол управления α , ограничив тем

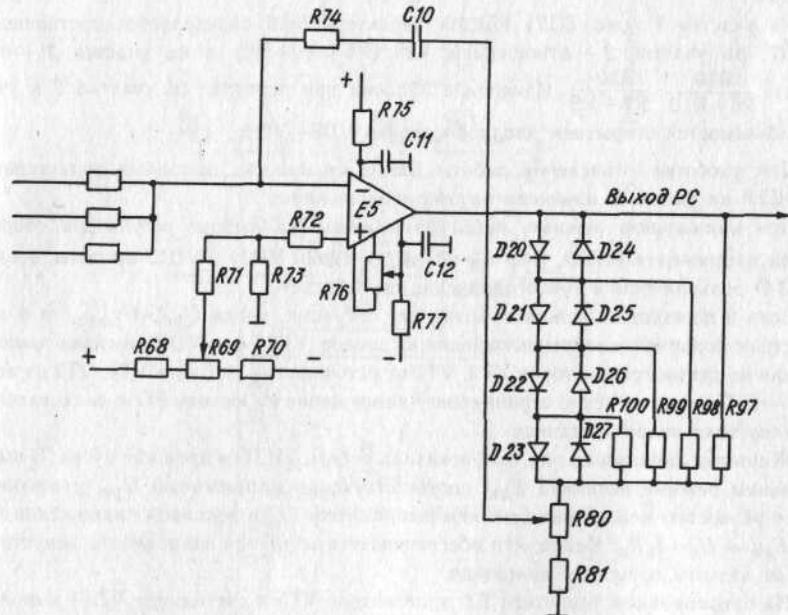


Рис. 8.11. Адаптивный регулятор на нелинейных диодных цепочках

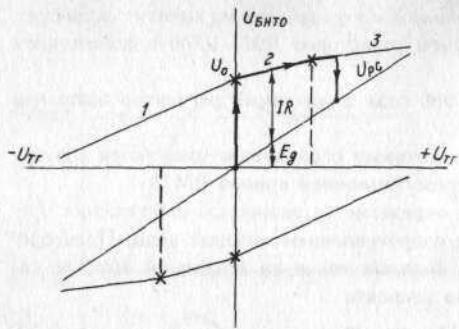


Рис. 8.12 Зависимость $U_{\text{БНТО}} = f(U_{\text{тр}})$

самым величину напряжения U , подводимого к двигателю, и следовательно величину тока.

На рис. 8.12 приведена зависимость выходного напряжения БНТО в функции напряжения тахогенератора $U_{\text{БНТО}} = f(U_{\text{тр}})$ во всех четырех квадрантах работы привода. Здесь же показана статическая характеристика регулятора скорости.

Принципиальная схема узла БНТО приведена на рис. 8.13.

При остановленном двигателе, т. е. при $U_{\text{тр}} = 0$ под действием напряжений смещения соответственно через резисторы R16 и R17 на выходах ОУ E2 и E2*

имеется начальное напряжение $\pm U_o$. Величина этого напряжения регулируется потенциометром R14.

При вращении двигателя в зависимости от полярности напряжения тахогенератора через диоды VD8, VD9 или VD7, VD10 ко входу ОУ E2 и E2* через цепи R7 или R6, R10, R9, R8 подается входное напряжение, которое формирует характеристику БНТО.

На участке 1 (рис. 8.12) наклон характеристики определяется соотношением $R20/R7$, на участке 2 — отношением $R20/(R6+R8+R9)$ и на участке 3 — отношением $\frac{R10}{R6+R10} \cdot \frac{R20}{R8+R9}$. Изменение наклона при переходе от участка 2 к участку 3 объясняется открытием диодной цепочки VD3—VD6.

Для удобства объяснения работы БНТО полярность выходных характеристик E2 и E2* на рис. 8.12 изменена на противоположную.

При нормальном режиме, когда напряжение на выходе регулятора скорости меньше напряжения БНТО, т. е. $U_{\text{pc}} < U_{\text{БНТО}}$, диоды VD11 и VD12 открыты, цепи РС и БНТО разъединены и токоограничение не работает.

Если в переходных режимах возникает ситуация, когда $U_{\text{pc}} > U_{\text{БНТО}}$, то в зависимости от полярности закрывается один из диодов, VD11 или VD12, и схема токоограничения по цепям транзисторов VT3, VT1 от источника +15 В или VT4, VT2 от источника -15 В соответственно ограничивает напряжение на выходе РС и, следовательно, величину тока якоря двигателя.

Жирными линиями на рис. 8.12 показана работа БНТО в процессе пуска. В выпрямительном режиме величина $E_{\text{дв}}$, соответствующая напряжению U_{pc} , уравновешивается разностью между напряжением выпрямителя $U_{\text{в}}$ и падением напряжения $I_{\text{я}}R_{\text{я}}$, т. е. $E_{\text{дв}} = U_{\text{в}} - I_{\text{я}}R_{\text{я}}$. Видно, что обеспечивается обратная зависимость допустимого тока от частоты вращения двигателя.

На операционном усилителе E3, транзисторе VT5 и светодиоде VD13 выполнена сигнализация работы блока токоограничения. Сигнал с VD5 поступает в схему защиты от длительной перегрузки.

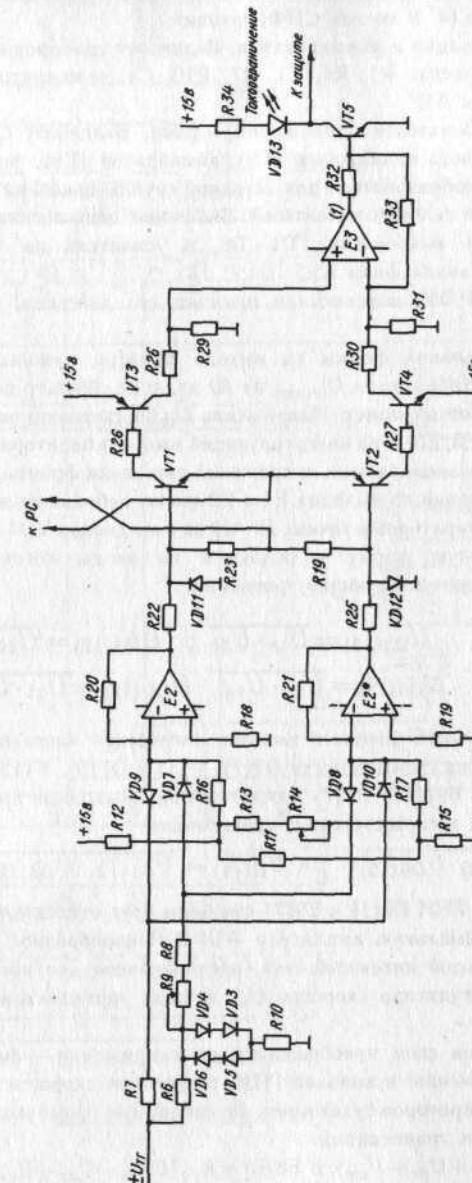


Рис. 8.13. Принципиальная схема БНТО

Система импульсно-фазового управления предназначена для формирования и синхронизации подачи управляющих импульсов на силовые тиристоры. Блок-схема СИФУ приведена на рис. 8.14. В состав СИФУ входят:

— три схемы синхронизации и формирования. Включают трансформатор синхронизации, фильтр низких частот R1, R4, C1, R7, R10, C4, компараторы E1 и E2 (рис. 8.15 для канала фазы А);

— две схемы преобразователей напряжения — фаза. Включают схему И—НЕ (D7), генератор пилообразного напряжения (E9), компаратор (E8), формирователь (C31, VD22, D8). Схема преобразователя для катодной группы показана на рис. 8.16;

— шесть схем логики и силовых усилителей. Включают цепь логики, инверторы, схему И, выполненные на микросхемах D1—D6, и усилители на транзисторах VT1—VT6 (рис. 8.17 для канала фазы А).

Диаграмма работы СИФУ, поясняющая принцип его действия, показана на рис. 8.18.

Напряжение синусоидальной формы на выходе фильтра низких частот U_ϕ отстает от напряжения синхронизации $U_{\text{синхр}}$ на 30 эл. град. Фильтр служит также для подавления высокочастотных помех. Напряжение U_ϕ подается на неинвертирующий вход компаратора E1 (E3, E5) и на инвертирующий вход компаратора E2 (E4, E6). За счет подачи на E1 и E2 разнополярных напряжений смещения фронты прямоугольных разнополярных напряжений на выходах E1 и E2 имеют небольшое перекрытие Δ . Выходные напряжения компараторов в точках 18—23 за счет диодов VD1—VD6 имеют однополярную положительную форму и подаются на входы логической части D1(12)—D6(12), реализующие следующие уравнения:

$$U_{D1(12)} = \overline{U_{19} \cdot U_{18}}; \quad U_{D2(12)} = \overline{U_{18} \cdot U_{20}}; \quad U_{D3(12)} = \overline{U_{20} \cdot U_{22}};$$

$$U_{D4(12)} = \overline{U_{22} \cdot U_{21}}; \quad U_{D5(12)} = \overline{U_{21} \cdot U_{23}}; \quad U_{D6(12)} = \overline{U_{23} \cdot U_{19}}.$$

Напряжения прямоугольной формы с выходов логической части поступают на инверторы D1(9)—D6(9) и на схемы запуска D7(7), VT11 и D7(9), VT12 генераторов пилообразного напряжения E9(1) и E9(7) соответственно. Выходные импульсы схем запуска ГПН формируются в соответствии с уравнениями:

$$U_{D7(7)} = U_{D2(12)} \cdot U_{D4(12)} \cdot U_{D6(12)} \quad \text{и} \quad U_{D7(9)} = \overline{U_{D1(12)} \cdot U_{D3(12)} \cdot U_{D5(12)}}.$$

Выходные напряжения ГПН E9(1) и E9(7) смещены друг относительно друга на 60 эл. град. и имеют максимальную амплитуду +10 В. Пилообразное напряжение, синхронизированное с частотой питающей сети, предназначено для преобразования задающего напряжения регулятора скорости U_{pc} в фазу управляющих импульсов для силовых тиристоров.

На входы компараторов схем преобразователей напряжения — фаза E7(6) и E8(6) подаются три напряжения: с выходов ГПН, регулятора скорости и смещения. Выходное напряжение компараторов будет иметь двухполюрную прямоугольную форму и определяется следующими уравнениями:

$$E7(6) = K_{yc}(U_{\text{гпн}} + U_{pc} - U_{cm}) \quad \text{и} \quad E8(6) = K_{yc}(U_{\text{гпн}} - U_{pc} - U_{cm}).$$

Далее эти напряжения дифференцируются конденсаторами C30, C31 и формируются микросхемами D8.

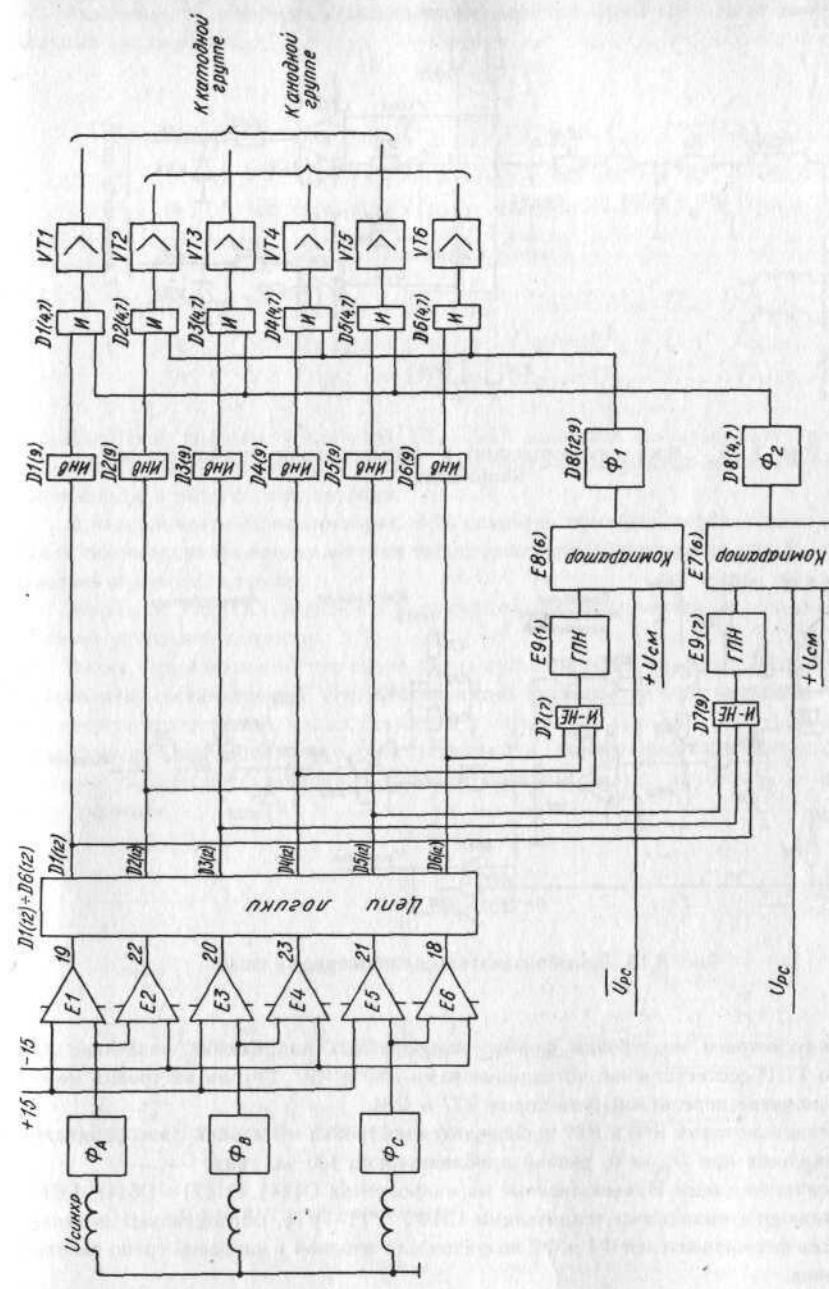


Рис. 8.14. Блок-схема СИФУ

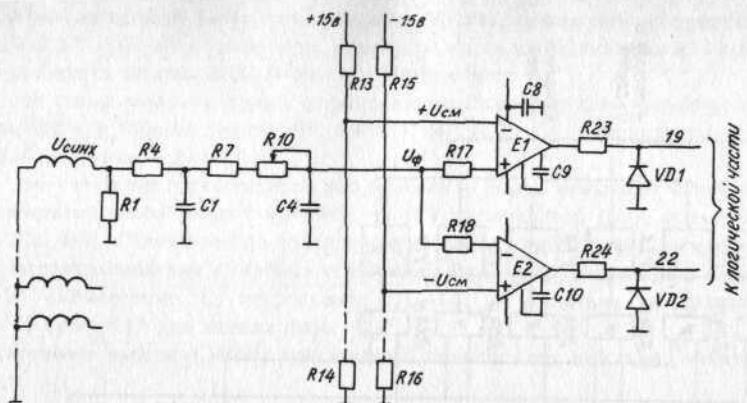


Рис. 8.15. Схема синхронизации и формирования прямоугольных напряжений

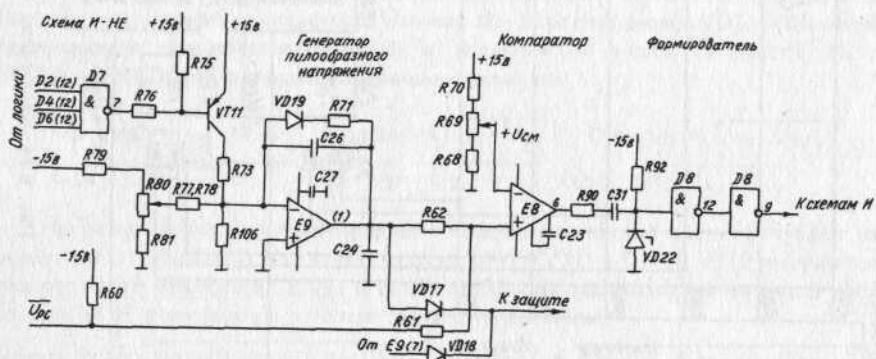


Рис. 8.16. Преобразователь напряжение — фаза

Предусмотрена подстройка формы пилообразных напряжений раздельно для каждого ГПН соответственно потенциометрами R80 и R87. Грубая настройка может быть выполнена перепайкой резисторов R77 и R84.

Потенциометрами R66 и R69 производится настройка начальной фазы управляющих импульсов при $U_{pc} = 0$, равной приблизительно 130 эл. град.

Логические схемы И, выполненные на микросхемах D1(4), D1(7)–D6(4), D6(7) и управляющие выходными усилителями СИФУ VT1–VT6, осуществляют привязку импульсов формирователей Ф1 и Ф2 по фазам для анодной и катодной групп силовых тиристоров.

Включение усилителей осуществляется в соответствии со следующими логическими уравнениями:

Катодная группа

$$\begin{aligned} \text{Тиристор } V1 \quad U_{D1}(7) &= \overline{U_{D1}(12)} \cdot U_{\Phi 2} = U_{19} \cdot U_{18} \cdot U_{D8(9)}. \\ \gg \quad V2 \quad U_{D3}(7) &= \overline{U_{D3}(12)} \cdot U_{\Phi 2} = U_{20} \cdot U_{22} \cdot U_{D8(9)}. \\ \gg \quad V3 \quad U_{D5}(7) &= \overline{U_{D5}(12)} \cdot U_{\Phi 2} = U_{21} \cdot U_{23} \cdot U_{D8(9)}. \end{aligned}$$

Анодная группа

$$\begin{aligned} \text{Тиристор } V1 \quad U_{D2}(7) &= \overline{U_{D2}(12)} \cdot U_{\Phi 1} = U_{18} \cdot U_{20} \cdot U_{D8(7)}. \\ \gg \quad V2 \quad U_{D4}(7) &= \overline{U_{D4}(12)} \cdot U_{\Phi 1} = U_{22} \cdot U_{21} \cdot U_{D8(7)}. \\ \gg \quad V3 \quad U_{D6}(7) &= \overline{U_{D6}(12)} \cdot U_{\Phi 1} = U_{23} \cdot U_{19} \cdot U_{D8(7)}. \end{aligned}$$

Нагрузкой силовых усилителей VT1–VT6 являются импульсные трансформаторы. Выходные импульсы усилителей могут быть блокированы транзистором VT7, включенным в общую цепь питания.

В нижней части диаграммы рис. 8.18 показана привязка управляющих импульсов к силовому напряжению питания тиристорного преобразователя для одной фазы анодной и катодной групп.

Жирными линиями выделены напряжение преобразователя и ток якоря при нулевой начальной скорости.

Видно, что начальный ток якоря имеет пульсирующий характер, т. е. содержит переменную составляющую. Это благоприятно сказывается на уменьшении неравномерности вращения на малых скоростях в случае больших значений трения покоя. При больших значениях этого тока улучшаются динамические характеристики, но заметно увеличивается вибрация привода, поэтому следует принимать компромиссное значение.

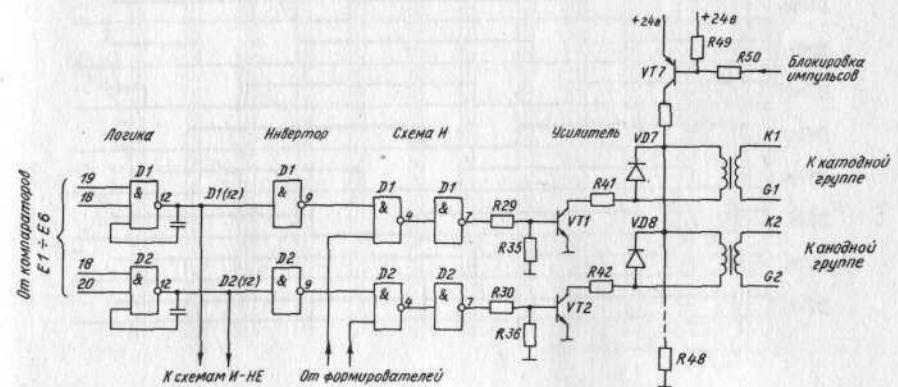


Рис. 8.17. Логика и силовые усилители

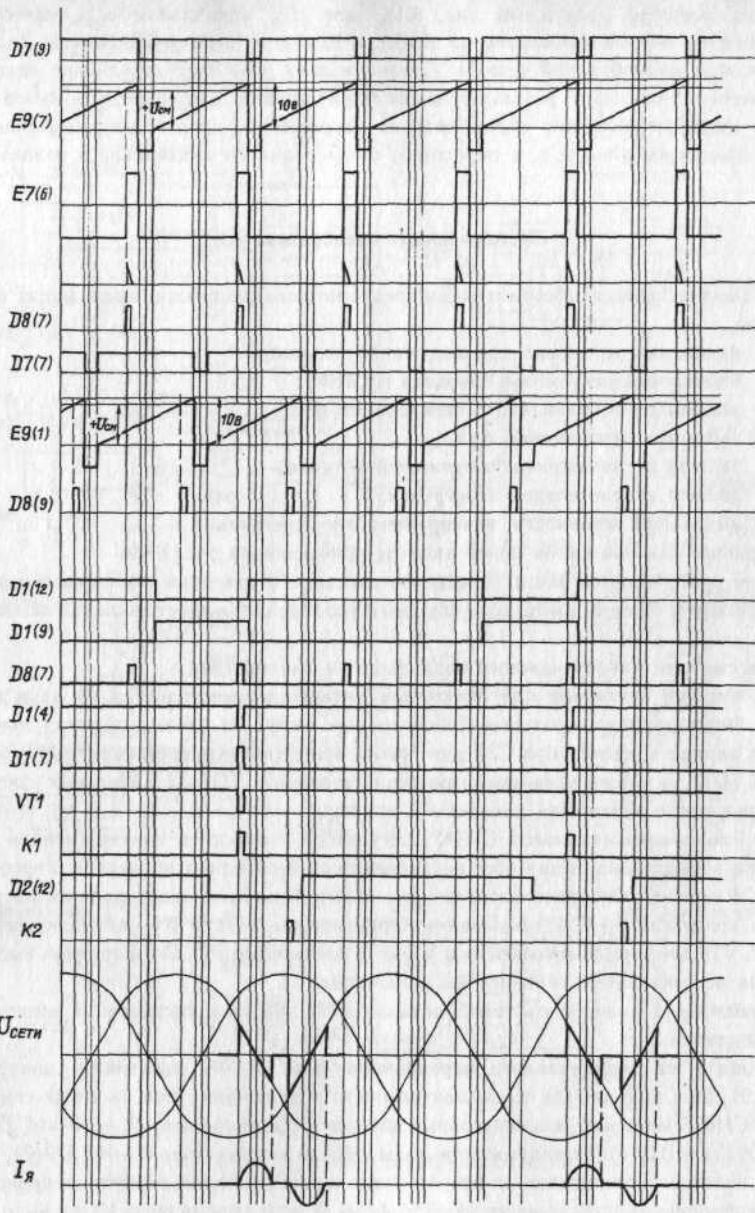
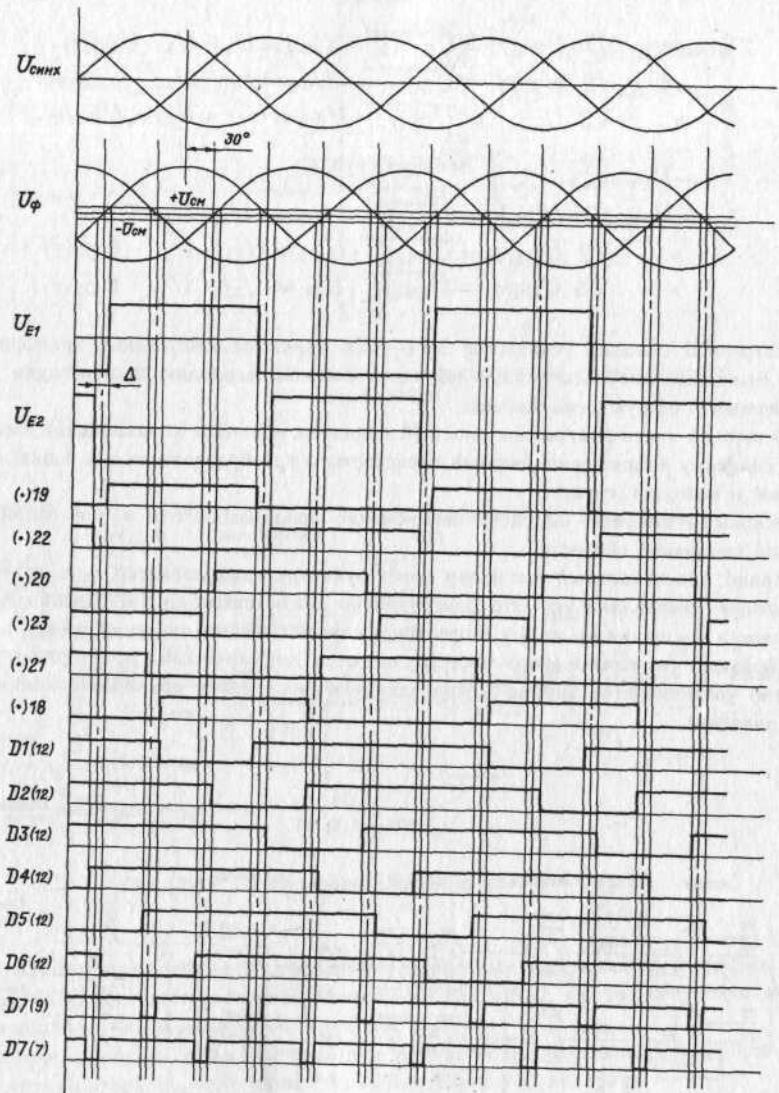


Рис. 8.18. Диаграмма работы СИФУ

Как видно из диаграммы рис. 8.18, при угле управления $\alpha_{\text{ нач }}$ напряжение смещения на входах компараторов E8(6) и E7(6) по амплитуде больше половины напряжения пилообразной формы. Следовательно, уже при небольшом задающем напряжении (или $U_{\text{ pc }}$) результирующее управляющее напряжение в инверторной группе превысит величину пилообразного напряжения, произойдет срыв генерации управляющих импульсов, т. е. переход от согласованного управления к раздельному.

Система защит преобразователя

В электроприводе «Мезоматик-К» предусмотрены следующие виды защит и диагностики:

- начальная установка при включении питания;
- блокировка регулятора скорости и СИФУ;
- защита от неправильного чередования фаз;
- защита от пропадания фазы;
- защита от понижения напряжения питания;
- защита от длительной перегрузки;
- индикация готовности, неисправности и перегрузки.

Принципиальная схема цепей защиты приведена на рис. 8.19.

При срабатывании защит снимается сигнал «Готовность», блокируются регулятор скорости и система импульсно-фазового управления, выдается сигнал «Неисправность».

Рассмотрим работу каждого вида защиты и диагностики.

Начальная установка при включении питания осуществляется по двум цепям:

1. Формирование короткого отрицательного импульса начальной установки (НУ) за счет заряда конденсатора C33 для сброса триггеров неисправности (D10) и перегрузки (D1), а также установки триггера готовности (D11). Начальные состояния триггеров после включения показаны в кружках.

2. Блокировка импульсов СИФУ, регулятора скорости и снятие сигнала готовности на период завершения всех неуправляемых переходных процессов в преобразователе в момент включения питания (рис. 8.20). При включении питания на период заряда конденсатора C21 закрываются транзисторы VT8, VT7 — питания усилителя СИФУ, VT9 — сигнала готовности и VT10 — блокировки РС. По истечении выдержки времени все указанные транзисторы включаются.

Блокировка может быть также осуществлена внешним сигналом от электроавтоматики станка.

Защита от неправильного чередования фаз (НЧФ) поясняется диаграммой рис. 8.21. При правильной последовательности подключения фаз на входе синхронизации СИФУ короткий положительный импульс, сформированный цепочкой D9(12), C32; D9(9) и DD(4) от напряжения фазы +W на входе схемы И—НЕ D9(7), совпадает с нулевым потенциалом на втором входе и срабатывания защиты не происходит. При неправильном подключении (вместо фазы W подключена фаза V) на выходе схемы И—НЕ D9(7) формируется короткий отрицательный импульс, включающий триггер неисправности (D10). При этом сбрасывается триггер готовности (D11), блоки-

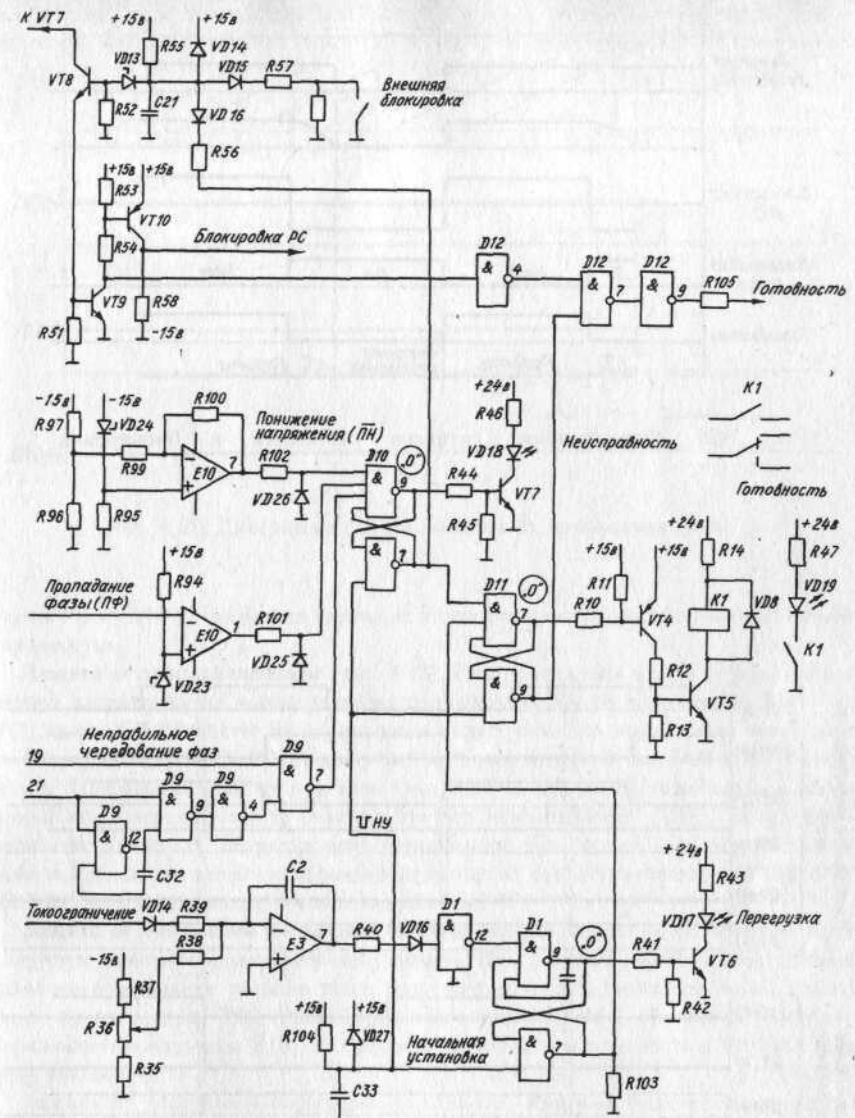


Рис. 8.19. Схема электронных защит

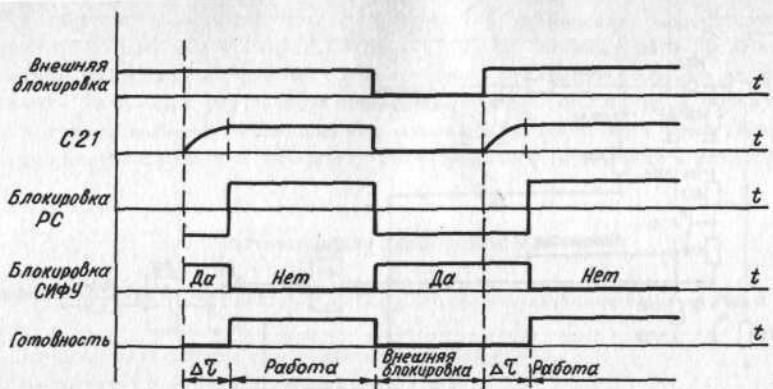


Рис. 8.20. Формирование сигналов готовности и блокировки

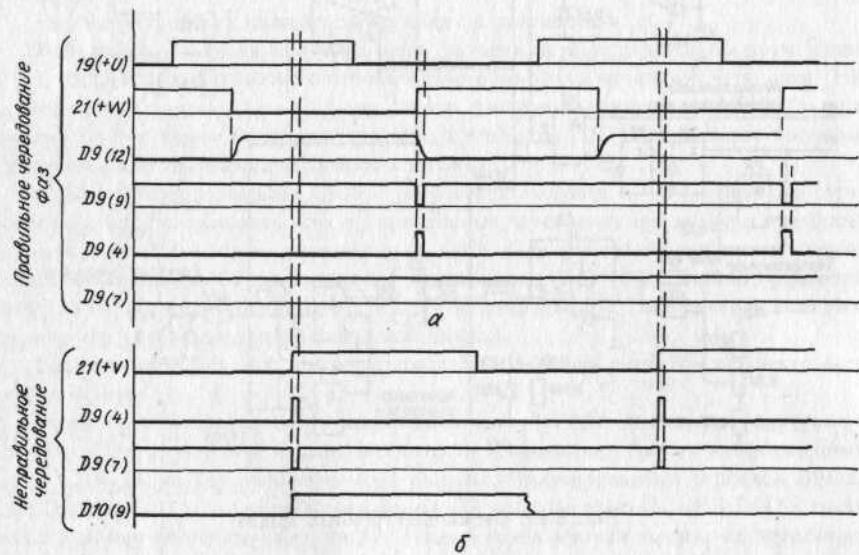


Рис. 8.21. Диаграмма работы защиты при правильном (а) и неправильном (б) чередовании фаз

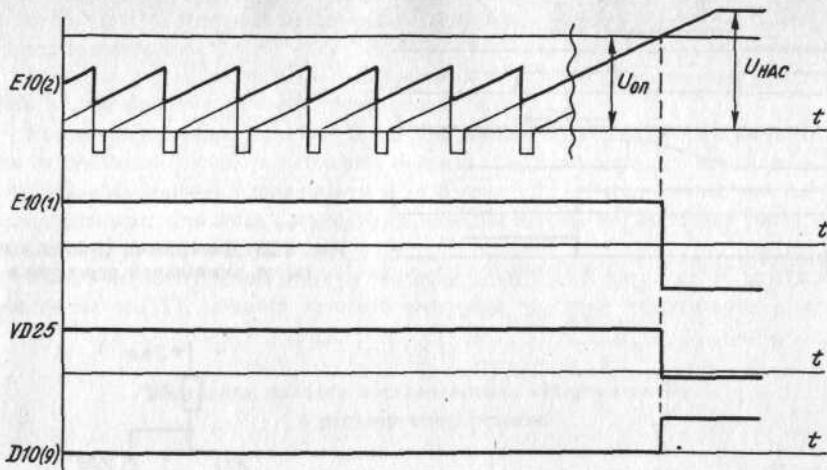


Рис. 8.22. Диаграмма работы защиты от пропадания фазы

руются РС и СИФУ, снимается сигнал «Готовность», включается сигнализация «Неисправность».

Задача от пропадания фазы (рис. 8.22). При пропадании одной из фаз силового питания напряжение на выходах генераторов пилообразного напряжения Е9(1) или Е9(7) схемы СИФУ растет до напряжения насыщения. Это напряжение через диодную сборку ИЛИ (VD17, VD18) поступает на инвертирующий вход ОУ Е10(1) схемы защиты. При превышении им величины смещения на неинвертирующем входе компаратора Е10(1) переключается, включая триггер неисправности (D10). Остальное — аналогично защите от неправильного чередования фаз. Эта защита зарегистрирует также повреждение цепей синхронизации, выход из строя транзисторов VT11, VT12 и ОУ Е9 генератора пилообразного напряжения.

Задача от понижения питающего напряжения выполнена на ОУ Е10(7). Контролируется только отрицательное напряжение. При снижении напряжения стабилизированного источника питания ниже допустимого уровня схема сравнения, выполненная на резисторах R97, R96, R95 и стабилитроне VD24, переключает выходное напряжение компаратора Е10(7). Сработает триггер неисправности (D10). Остальное — аналогично.

Задача от длительной перегрузки (рис. 8.23). Как уже было рассмотрено при работе цепи токоограничения, переключается ОУ Е3(1), включается транзистор VT5 и загорается сигнализация «Токоограничение» (VD13). Коллектор транзистора VT5 схемы токоограничения подключен к неинвертирующему входу б ОУ Е3(7), представляющему собой генератор линейно нарастающего напряжения. Если время работы цепи токоограничения превышает величину уставки, регулируемой потенциометром R36, то происходит переключение инвертора D1(12) и включение триггера перегруз-

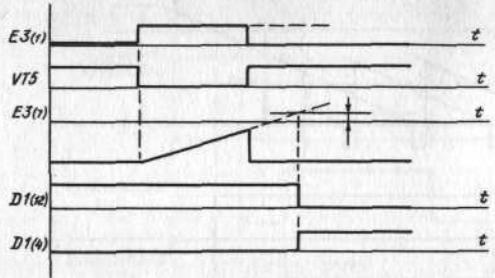


Рис. 8.23. Диаграмма работы защиты от длительной перегрузки

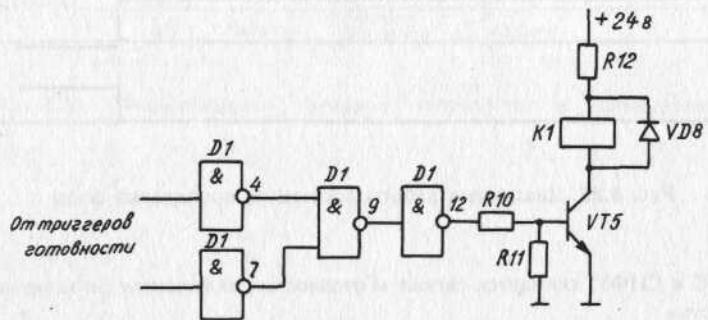


Рис. 8.24. Схема включения реле готовности для двухкоординатного привода

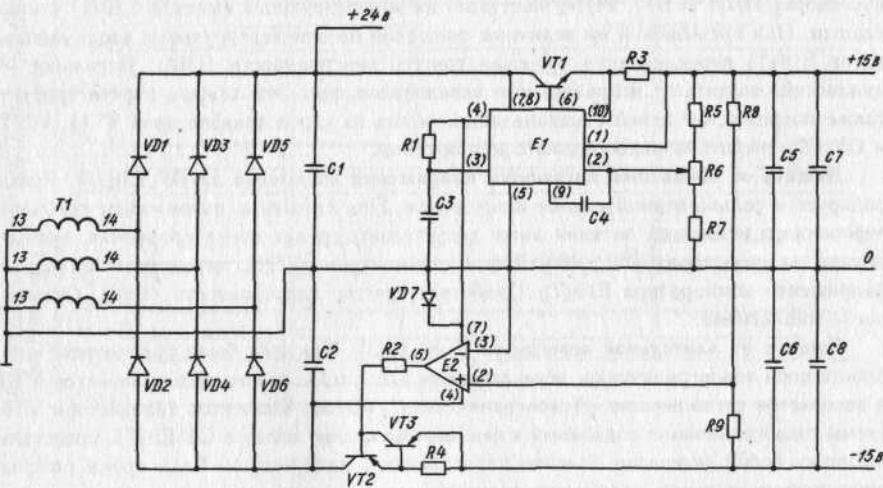


Рис. 8.25. Принципиальная схема источника питания

ки D1(9)—D1(7). Нулевой сигнал инверсного плача триггера выключает триггер готовности (D11).

В случае двухкоординатного исполнения электропривода включение реле готовности K1 выполняется по схеме, приведенной на рис. 8.24.

Источники питания. Питание схемы управления преобразователем осуществляется от стабилизированного источника питания с выходными напряжениями ± 15 В и нестабилизированным напряжением +24 В (рис. 8.25). Выходное напряжение стабилизированного источника регулируется потенциометром R6. Источник имеет внутреннюю защиту от перегрузки.

Выпрямитель источника и схема синхронизации СИФУ пытаются от трехфазного трансформатора T1, обмотки которого включены по схеме «треугольник—звезда».

Методика наладки электропривода «Мезоматик-К» в регулируемом режиме

Несмотря на то что комплектные электроприводы серии «Мезоматик-К» на заводе-изготовителе «MEZ» (г. Брно, ЧССР) проходят тщательную наладку и настройку оптимального переходного процесса, при установке привода на конкретный механизм вновь необходимо проверить его работоспособность и провести необходимые регулировки, связанные с изменением приведенного к валу двигателя момента инерции механизма.

Кроме того, необходимо сфазировать обратную связь по частоте вращения, задать нужные направления вращения, отрегулировать величину начального тока якоря и др.

Ниже приводится рекомендуемая последовательность работ при введении привода в эксплуатацию:

1. Выполнить монтаж внешних соединений в соответствии с рис. 8.26 и комплектностью поставки привода.
2. Провести внешний осмотр всех компонентов электропривода, проверить надежность контактных и разъемных соединений.
3. Проверить при необходимости сопротивление изоляции силовых цепей (при отключенном преобразователе).
4. Подать напряжение на катушку встроенного электромагнитного тормоза, расформозив двигатель.
5. Отключить все автоматические выключатели, снять внешний разъем X2 и внутренний ленточный переход X1—X3.
6. Проверить правильность чередования напряжения синхронизации, для чего:
 - 6.1. Отключить двигатель от силовых клемм преобразователя 4,5.
 - 6.2. Подать напряжение синхронизации U, V, W и проверить наличие прямого чередования фаз.
7. Проверить правильность чередования фаз силового напряжения питания, для чего:
 - 7.1. Включить силовое напряжение A, B, C и произвести замеры напряжений между напряжениями синхронизации и фазами силового напряжения. При

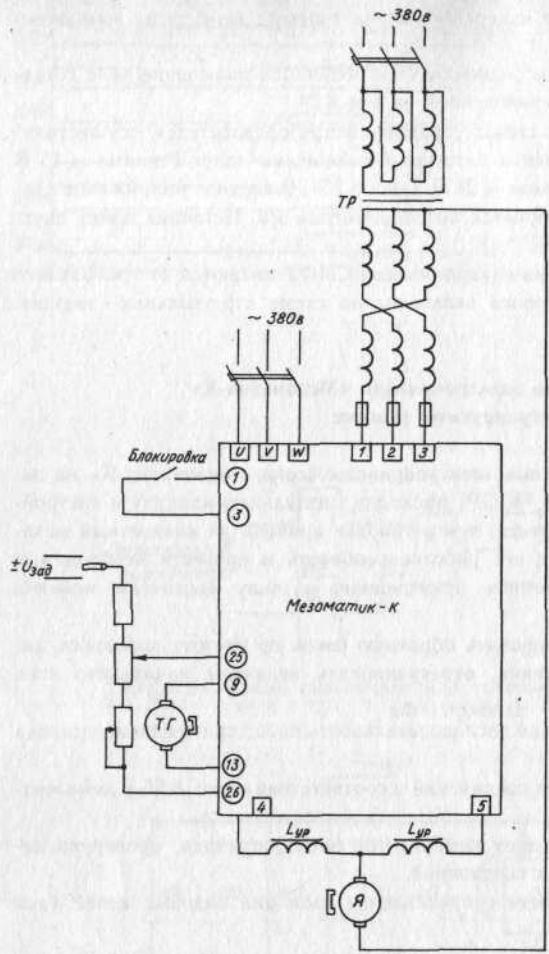


Рис. 8.26. Схема подключения электропривода

правильном подключении первичной обмотки силового трансформатора напряжение между точками A—U, B—V, C—W должно равняться нулю.

7.2. Убедиться, что между любыми другими парами зажимов имеется линейное напряжение питающей сети, равное 380 В.

7.3. Измерить напряжения между одноименными фазами на входе преобразователя и вторичных обмотках силового трансформатора. При правильном подключении напряжения между точками а—1, б—2, с—3 должны быть равными нулю.

7.4. Убедиться, что между любыми другими парами зажимов существует линейное напряжение вторичной обмотки силового трансформатора, равное 450 В.

П р и м е ч а н и я: 1. При включении электропривода сначала необходимо по-

давать напряжение синхронизации, а потом силовое питание. При выключении привода следует соблюдать обратную последовательность. 2. Могут быть использованы и иные методы проверки правильности чередования фаз, например осциллографом, фазоуказателем и др.

8. Проверить плату источников питания и синхронизации, для чего:

8.1. Отключить силовое питание.

8.2. Включить силовое напряжение синхронизации U, V, W и провести следующие измерения:

8.2.1. Величины синхронизирующего трехфазного напряжения в точках X4/4, X4/5 и X4/6 вторичной обмотки трансформатора T1 относительно нулевой точки X4/1. Величина напряжения 9,5 В.

8.2.2. Напряжение питания цепей блокировки и сигнализации, а также выходных усилителей СИФУ +24 В ±20%. Точка измерения X4/7 относительно X4/8.

8.2.3. Стабилизированное напряжение питания +15 В в точке X4/3 и —15 В в точке X4/2 относительно нулевой точки X4/1. Выходное напряжение источника регулируется потенциометром R6 по каналу +15 В ±0,2%. Отрицательное напряжение —15 В непосредственно не регулируется, являясь ведомым по отношению к +15 В.

9. Проверить работу системы импульсно-фазового управления СИФУ (плата генератора А-02), для чего:

9.1. Подключить разъем X2 и восстановить ленточный переход X1—X3.

9.2. Закоротить конденсатор C10 в цепи обратной связи регулятора скорости ОУ Е5, сделав его пропорциональным.

9.3. Установить нулевое задающее напряжение на входе преобразователя и де-блокировать привод.

9.4. Проверить величины входных напряжений СИФУ в точках X3/4 и X3/5 соответственно прямого и инверсного каналов. Напряжения должны быть равными нулю. Если на управляющих входах СИФУ имеется отличное от нуля напряжение, то следует проверить правильность монтажных соединений, а также правильность функционирования платы «Регулятор» (см. п. 10.). Обнаруженную неисправность устранить.

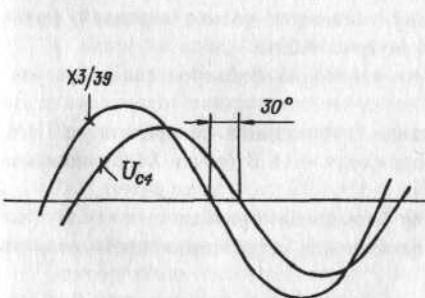


Рис. 8.27. Фазировка синхронизирующего напряжения

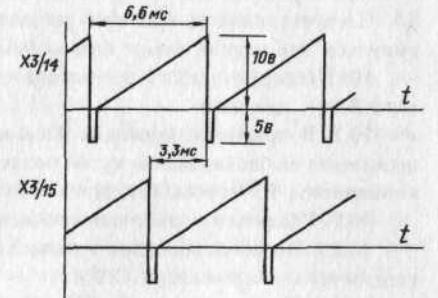


Рис. 8.28. Форма пилообразных напряжений

9.5. Проверить и при необходимости потенциометрами R10 (канал U), R11 (канал V) и R12 (канал W) отрегулировать величину фазового сдвига между синхронизирующими напряжениями (X3/39, X3/41 и X3/40) и выходными напряжениями фильтров (конденсаторы C4, C5 и C6), равную 30 эл. град. (рис. 8.27).

9.6. Проверить наличие и форму напряжений пилообразной формы в точках X3/14 и X3/15 (рис. 8.33).

Напряжения пилообразной формы для анодной и катодной групп СИФУ должны быть смещены относительно друг друга на 180° (относительно периода $U_{\text{гпп}}$) и на 60 эл. град. относительно одной из фаз силового питающего напряжения (см. рис. 8.23).

При необходимости потенциометрами R87 и R80 выставить положительные амплитуды напряжений равными 10 В.

9.7. Установить начальное значение угла управления $\alpha_{\text{нач}} \approx 125 - 130^\circ$. Настройку рекомендуется производить по ширине положительных импульсов на выходах компараторов ГПН в контрольных точках X3/16 и X3/17.

9.7.1. Потенциометрами напряжений смещения R69 и R66 при нулевом задающем напряжении установить ширину положительных импульсов на выходах компараторов равной 1,4 мс, что соответствует требуемой величине $\alpha_{\text{нач}}$. Следует учесть, что эта регулировка является предварительной, так как окончательная настройка выполняется по величине и форме начального тока якоря и рассматривается в дальнейшем.

9.8. Проверить наличие и форму выходных импульсов СИФУ. Амплитуда импульсов должна быть не менее 20 В при нагрузке 300 мА, а ширина не менее 150 мс.

Выходное напряжение вторичной обмотки импульсного трансформатора составляет 2–4 В в зависимости от индивидуальных характеристик тиристоров.

Если управляющие выходные импульсы отсутствуют, то следует проверить работоспособность СИФУ по всему тракту схемы в соответствии с рис. 8.18.

9.9 Проверить работу схемы СИФУ при изменении величины задающего напряжения.

При положительном напряжении на входе СИФУ выходные импульсы компараторов одного канала будут плавно сужатьсяся от величины 1,4 мс до пропадания, а другого канала — расширяться до величины 5,2 мс.

При отрицательном напряжении на входе происходят обратные процессы.

Следует помнить, что при регулировании смещается только передний фронт импульса, его задний фронт строго фиксирован (рис. 8.29).

10. Проверить работу регулятора скорости и входных фильтров (плата регулятора А-01), для чего:

10.1. В приводах, имеющих блок адаптации, работающий по принципу ШИМ, произвести ее блокирование путем подачи напряжения +15 В (точка X1/5) на выход компаратора E9 (точка X1/28).

10.2. Убедиться в работоспособности цепи блокировки привода.

10.2.1. Внешним сигналом в точке X1/22 блокировать регулятор скорости, отпаять перемычку с конденсатором C10.

10.2.2. Подать на вход привода U_R задающее напряжение величиной 10 В и убедиться, что напряжение на выходе РС равно нулю. Медленное увеличение выходного напряжения говорит о том, что цепь блокировки не работает.

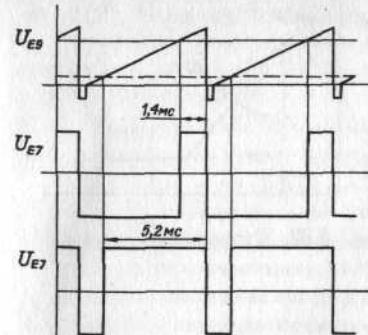


Рис. 8.29. Пределы регулировки длительности импульсов компараторов

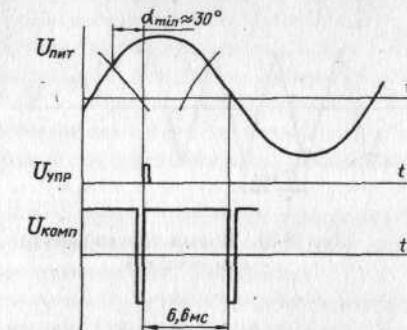


Рис. 8.30. Установка минимального угла регулирования

10.3. Деблокировать привод и подать на его вход небольшое задающее напряжение величиной 0,5–1,0 В. Наблюдать медленное увеличение выходного напряжения РС до насыщения.

10.4. Убедиться, что выходное напряжение РС меняет полярность при реверсе задающего напряжения.

10.5. Провести балансировку выходного напряжения РС.

10.5.1. Перемкнуть перемычкой конденсатор C10 в цепи обратной связи регулятора скорости.

10.5.2. Подключить цепь обратной связи по частоте вращения.

10.5.3. Установить нулевое задающее напряжение.

10.5.4. Деблокировать привод и потенциометрами R69 и R76 балансировать регулятор.

Величина выходного напряжения должна быть ≤ 10 мВ.

Настройка осуществляется методом последовательного приближения к нулю путем установления минимального напряжения на неинвертирующем входе ОУ E5 (R69), затем на инвертирующем входе (R76) и т. д.

10.6. Проверить функционирование регулятора скорости при многократном реверсе задающего напряжения величиной $\pm 0,5$ В.

При наблюдении будут гореть светодиоды VD17 (Перегрузка) и VD13 (Токограничение).

10.7. Потенциометром R80 выставить коэффициент передачи РС на «большой» частоте вращения, равный $K \approx 5$, для чего на управляющий вход привода подать задающее напряжение $U_R \approx 0,6$ В, получив на выходе $U_{\text{pc}} \approx 3$ В $\pm 20\%$.

Одновременно проверить работу цепи регулировки коэффициента усиления.

10.8. Проверить функционирование инвертора ОУ E6.

10.9. При насыщении РС проверить величину минимального угла регулирования $\alpha_{\text{min}} \approx 30$ эл. град. Наблюдение можно осуществлять по длительности положительного

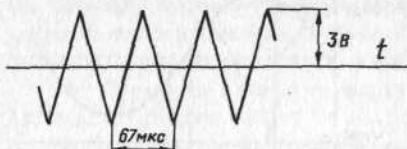


Рис. 8.31. Форма треугольного напряжения

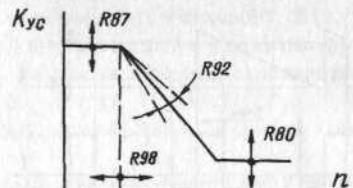


Рис. 8.32. Регулировки схемы АР

выходного импульса компаратора СИФУ или непосредственно привязывая импульсы управления тиристорами к силовому напряжению питания (рис. 8.30).

10.10. При необходимости проверить функционирование других входов регулятора скорости.

11. Проверить работу и настроить схему нелинейного токоограничения, для чего:

11.1. Отключить тахогенератор и на вход цепи обратной связи X2/13 подключить второй задатчик напряжения.

11.2. Деблокировать привод.

11.3. На входе обратной связи X2/13 установить нулевое напряжение, а на входе задающего напряжения X2/25 $U_R = +10 \text{ В} \pm 5\%$. Потенциометром R14 выставить на выходе регулятора скорости РС напряжение, равное $-5,6 \text{ В}$.

Эта регулировка устанавливает ограничение максимальной величины тока якоря при нулевой скорости.

11.4. На вход задающего напряжения подать $U_R \approx +10 \text{ В}$, задатчиком на входе обратной связи установить на выходе ОУ E1 (точка X2/17) напряжение $+5 \text{ В} \pm 5\%$ и потенциометром R9 выставить на выходе РС напряжение $-3,2 \text{ В}$.

Эта регулировка устанавливает ограничение тока якоря в режиме пуска.

11.5. На вход задающего напряжения подать $U_R = +10 \text{ В}$, задатчиком на входе обратной связи установить на выходе ОУ E1 напряжение $-5 \text{ В} \pm 5\%$ и изменением величины сопротивления резистора R7 выставить на выходе РС напряжение $-6,4 \text{ В}$.

Эта регулировка устанавливает ограничение тока якоря в режиме торможения.

11.6. Проверить работоспособность схемы токоограничения при обратных полярностях напряжений на входах задающего сигнала и сигнала обратной связи, повторив измерения по пп. 11.3—11.5. Выходное напряжение регулятора скорости E5 не должно отличаться по величине более чем на $\pm 0,1 \text{ В}$ и иметь противоположную полярность.

Примечание. Кривая нелинейного токоограничения настроена на заводе-изготовителе в соответствии с коммутационной кривой конкретного двигателя, поэтому производить какие-либо регулировки при введении привода в эксплуатацию не рекомендуется.

12. Провести настройку схемы адаптивного регулятора, для чего:

12.1. Закоротить конденсатор C10, сделав регулятор скорости пропорциональным.

12.2. Деблокировать привод.

12.3. Проверить функционирование генератора напряжения треугольной формы. Напряжение в точке X1/30 должно иметь амплитуду $-3 \text{ В} \pm 20\%$ и частоту 15 кГц $\pm 20\%$ (рис. 8.31).

Примечание. В электроприводах, поставляемых с 1986 года, схема адаптивного регулятора по методу ШИМ заменена на схему с нелинейными диодными цепями, не требующими регулировки.

12.4. При блокированной цепи адаптации установить требуемый коэффициент усиления регулятора скорости (потенциометр R80).

12.5. Убрать перемычку X1/5—X1/28, блокирующую цепь адаптации.

12.6. Подать на вход привода задающее напряжение $U_R \approx 100 \text{ мВ}$ и потенциометром R98 добиться перехода прямоугольного напряжения ОУ E9 в отрицательный уровень -12 В , т. е. срыва генерации.

Эта регулировка устанавливает начало работы широтно-импульсной модуляции (рис. 8.32).

12.7. Установить на входе привода задающее напряжение, равное $U_R \approx 500 \text{ мВ}$, и потенциометром R92 добиться перехода прямоугольного напряжения ОУ E9 в положительный уровень $+12 \text{ В}$, т. е. срыва генерации. Эта регулировка устанавливает конечную точку работы ШИМ.

В связи с взаимным влиянием регулировок потенциометрами R98 и R92 друг на друга настройку работы схемы адаптации проводить методом постепенного приближения, трижды повторив регулировки по пп. 12.6 и 12.7.

12.8. Подать на вход привода задающее напряжение $U_R \approx 50 \text{ мВ}$ и потенциометром R87 установить требуемый коэффициент усиления РС при малой частоте вращения, обычно $K \approx 20$.

13. Отрегулировать величину начального тока якоря электродвигателя при нулевой частоте вращения, для чего:

13.1. Подключить двигатель к преобразователю.

13.2. Установить нулевое задающее напряжение.

13.3. Деблокировать привод.

13.4. Потенциометрами R80 (инверсный канал) и R87 (прямой канал) в цепях смещения ГПН СИФУ установить в анодной и катодной цепях преобразователя равные по величине токи таким образом, чтобы длительность паузы несколько превышала длительность протекания тока (рис. 8.33).

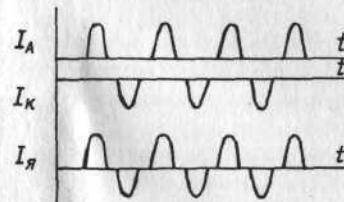


Рис. 8.33. Начальная форма токов



Рис. 8.34. Переходный процесс тока при пуске и реверсе

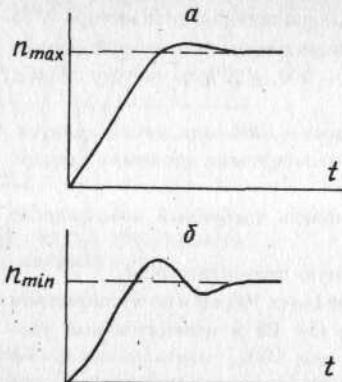


Рис. 8.35. Оптимальный характер переходного процесса скорости:
а — при n_{\max} ; б — при n_{\min}

13.5. Потенциометрами R10, R11 и R12 при необходимости подстроить одинаковость импульсов.

Следует иметь в виду, что чем больше величина начального тока якоря, тем лучше динамические характеристики привода, но большие колебания, поэтому находят компромиссное решение.

14. Выполнить фазировку обратной связи по скорости, для чего:

14.1. Отключить тахогенератор.

14.2. Закоротить конденсатор C10 в цепи обратной связи РС.

14.3. Подать минимальное положительное задающее напряжение.

14.4. При вращающемся двигателе определить полярность напряжения на отключенном конце тахогенератора, которая должна иметь инверсное значение. При неправильной полярности поменять местами выводы тахогенератора.

14.5. Подключить тахогенератор и снять перемычку с конденсатора C10.

15. Проверить отсутствие дрейфа при нулевой частоте вращения, для чего:

15.1. Установить нулевое задающее напряжение.

15.2. Если наблюдается вращение вала со скоростью, большей 0,1 об/мин, потенциометрами R69 и R76 остановить двигатель.

16. Плавно разогнать двигатель до максимальной частоты вращения при обоих направлениях вращения, убедиться в его нормальной работе.

17. Проверить и при необходимости установить масштаб частоты вращения. Грубая установка выполняется переключением выводов X2/13 и X2/14 подключения тахогенератора, а также изменением величин резисторов R1 и R4. Точная подстройка в пределах $\pm 20\%$ осуществляется потенциометром R5 в цепи обратной связи ОУ Е1.

18. Проверить работу цепей защиты:

18.1. От неправильного чередования фаз путем подключения питания цепей синхронизации с неправильной последовательностью фаз, например V—U—W.

При этом снимается сигнал «Готовность», блокируются СИФУ и регулятор скорости, загорается светодиод «Неисправность» VD18.

Для восстановления работоспособности привода необходимо его выключить и включить снова с правильной последовательностью фаз питания цепей синхронизации.

18.2. От выпадания фазы путем отключения одной из фаз питания. Работа защиты аналогична.

18.3. От пропадания пилообразного напряжения путем закорачивания резисторов R75 или R82 во входных цепях ГПН. Работа защиты аналогична.

18.4. От неисправности цепи стабилизированного источника питания ± 15 В путем закорачивания резистора R7 в цепи регулировки источника питания. Работа защиты аналогична.

18.5. От длительной перегрузки по току путем закорачивания транзистора VT5 цепи сигнализации работы токоограничения. Через выдержку времени около 120 мс $\pm 10\%$ снимается сигнал готовности, блокируется привод и загорается светодиод VD17 — «Перегрузка».

19. Проверить работу цепей сигнализации: VD13 — «Токоограничение», VD17 — «Перегрузка», VD18 — «Неисправность», VD19 — «Готовность».

20. Проверить действие внешней блокировки привода путем замыкания и размыкания выводов X2/3,4 и X2/1,2.

21. Осуществляя реверсы двигателя на максимальной частоте вращения, убедиться в правильности работы схемы нелинейного токоограничения, для чего:

21.1. Установить шунт в цепь якоря двигателя и подключить к нему осциллограф.

21.2. Наблюдать кривую тока якоря (рис. 8.34). При необходимости потенциометрами R14 и R9 выполнить регулировки.

22. Проверить и при необходимости настроить переходный процесс по частоте вращения.

Оптимальный характер переходного процесса настраивается на заводе-изготовителе путем компенсации электромеханической постоянной времени $T_{\text{эм}}$ подбором соответствующей величины времени интегрирования регулятора скорости $T_i = R66 \cdot C10$, а также регулировки коэффициента передачи потенциометром R88 на малой частоте вращения и R80 на большой. Незначительная подстройка может быть выполнена заказчиком. Следует помнить, что при изменении величины конденсатора C10 необходимо изменять также величину резистора R74, сохранив постоянную времени $T_{\text{ос}} = R74 \cdot C10$ неизменной.

Рекомендуемый характер переходных процессов показан на рис. 8.35.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зимин Е. Н., Кацевич В. Л., Козырев С. К. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями. М: Энергоиздат, 1981. 192 с.
2. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока / Пер. с англ. М: Энергоатомиздат, 1985. 232 с.
3. Шёнфельд Р, Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы. / Пер. с нем. Л: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1985. 464 с.
4. Чернов Е. А., Кузьмин В. П., Сийчикин С. Г. Электроприводы подач станков с ЧПУ: Справочное пособие. Горький: Волго-Вятское кн. изд-во, 1986. 271 с.
5. Электроприводы и электродвигатели для ГПМ и ГПС: Методические рекомендации. М: ВНИИТЭМР, 1986. 104 с.
6. Барский В. А. Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. М: Энергия, 1973. 112 с.
7. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. М: Энергия, 1974. 168 с.
8. Эксплуатационная документация на электроприводы подач типа «Мезоматик-К», «Кемток», «Кемек», ЭПБ1, «Размер 2М-5-21», на приводы главного движения типа «Мезоматик-В», «Кемтор».
9. Эксплуатационная документация на устройство ЧПУ типа 2С42.
10. Фрер Ф., Ортенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования. М.: Энергия, 1973. 423 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
<i>Глава первая.</i> Комплектный электропривод главного движения типа «Мезоматик-В»	4
<i>Глава вторая.</i> Комплектный электропривод главного движения типа «Кемтор»	62
<i>Глава третья.</i> Комплектный двухкоординатный электропривод подачи типа «Кемток»	97
<i>Глава четвертая.</i> Комплектный электропривод подачи типа «Кемек»	126
<i>Глава пятая.</i> Комплектный электропривод подачи переменного тока типа ЭПБ1	161
<i>Глава шестая.</i> Комплектный асинхронный глубокорегулируемый электропривод «Размер 2М-5-21»	229
<i>Глава седьмая.</i> Следящая часть привода подачи в устройстве ЧПУ 2С42	259
<i>Глава восьмая.</i> Комплектный электропривод подачи типа «Мезоматик-К»	288
Литература	319

Справочное издание

Евгений Александрович Чернов
Валерий Павлович Кузьмин

КОМПЛЕКТНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ СТАНКОВ С ЧПУ

СПРАВОЧНОЕ ПОСОБИЕ

Редактор Е. А. Кокорина

Художник А. П. Зайцев

Худож. редактор В. З. Вешапури

Техн. редактор М. И. Соколова

Корректор Е. В. Филатова

ИБ № 1889.

Сдано в набор 10.10.88. Подписано к печати 24.04.89. МЦ 03120. Формат 60×84¹/16.
Бумага книжно-журнальная офсетная. Гарнитура «Литературная». Печать оф-
сетная. Усл.-печ. л. 18,6. Уч.-изд. л. 21,05. Усл. кр.-отт. 18,95. Тираж 11500 экз.
Заказ № 4764. Цена 1р. 40 к.

Волго-Вятское книжное издательство, 603019, г. Горький, Кремль, 4-й корпус.
Типография издательства «Горьковская правда», 603006, г. Горький, ГСП-123,
ул. Фигнер, 32.