

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

**В.М. Павлов, А.Н. Столяров, В.А. Кудрявцев,
А.Г. Качкин**

СИСТЕМА ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ ТОКАМАКА КТМ

*Рекомендовано в качестве учебного пособия
Редакционно-издательским советом
Томского политехнического университета*

Издательство
Томского политехнического университета
2008

УДК 621.039.62(075.8)

ББК 31.49я73

С40

Павлов В.М.

С40 Система цифрового управления источниками питания ТОКА-МАКА КТМ: учебное пособие / В.М. Павлов, А.Н. Столяров, В.А. Кудрявцев, А.Г. Качкин. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 124 с.

ISBN 5-98298-339-х

Учебное пособие соответствует части рабочей программе дисциплины «Система автоматизации экспериментов на материаловедческой термоядерной установке ТОКАМАК-КТМ» для магистерской программы «Автоматизация технологических процессов и производств», касающейся основных вопросов связанных с решением задач проектирования функциональных схем системы автоматизации и выбора комплекса технических средств для реализации автоматизируемых функций.

Пособие разработано в рамках Инновационной образовательной программы ТПУ по направлению «Физика» и предназначено для студентов специальности 140306 «Электроника и автоматика физических установок».

УДК 621. 039. 62 (075.8)

ББК 31.49я73

Рецензент

Доктор технических наук
профессор, заведующий кафедрой
«Информационно измерительной техники» ТУСУР

А.А. Светлаков

ISBN 5-98298-339-х

© Павлов В.М., Столяров А.Н.,

Кудрявцев В.А., Качкин А.Г. 2008.

© Томский политехнический университет, 2008

© Оформление. Издательство Томского
политехнического университета, 2008

СОДЕРЖАНИЕ

Список сокращений	5
Введение	6
1. Алгоритм работы системы электропитания ТОКАМАКА КТМ.....	7
2. Оценка влияния СЭП токамака КТМ на промышленную сеть 220 кВ	13
3. Оценка взаимовлияния источников питания СЭП токамака КТМ по переменному току.	17
3.1. Расчет величины изменения напряжения и тока в секции шин № 1	17
3.1. Расчет величины изменения напряжения и тока в секции шин № 2.....	18
4. Расчет параметров нагрузки для источников питания обмоток ЭМС ТОКАМАКА КТМ.....	21
4.1. Расчет индуктивностей обмоток ЭМС	22
4.2. Расчет взаимных индуктивностей полоидальных обмоток	25
4.3. Расчет параметров плазмы	27
5. Математическая модель электромагнитной системы обмоток КТМ.....	30
5.1. Описание модели.....	30
5.2. Руководство пользователя.....	41
5.3. Результаты численного эксперимента	41
6. Общая модель системы электропитания ТОКАМАКА КТМ	44
7. Общие структурные решения по системам цифрового управления и синхронизации СЭП токамака КТМ.....	48
8. Структурные схемы систем цифрового управления источниками питания обмоток электромагнитной системы ТОКАМАКА КТМ	50
9. Разработка системы цифрового управления источником питания обмотки НФС	52
9.1. Структурная схема и характеристики ИП обмотки НФС	52
9.1.1. Выбор элементной базы	52
9.2. Моделирование работы источника питания обмотки НФС	58
9.2.1. Разработка и описание модели ИП	58
9.2.2. Описание экспериментов	60
9.2.3. Моделирование работы источника питания в режимах аварийного отключения.....	64
9.3. Алгоритм работы источника питания обмоток НФС	67
9.4. Структурно-функциональная схема системы управления ИП обмоток НФС	68

10. Анализ вариантов построения источника анодного питания (ИАП) ВЧ-системы	70
10.1. Структура и характеристики источника анодного питания на основе емкостного накопителя	72
10.2. Структурная схема ИАП на основе трёхфазного мостового выпрямителя (ТМВ).....	74
10.2.1. Расчёт циклограммы выключения анодного тока	78
10.2.2. Способы повышения эффективности ИАП на основе управляемого трёхфазного мостового выпрямителя	79
10.3. Структурная схема ИАП с модульной структурой	81
10.4. Структурная схема системы цифрового управления источником анодного питания	85
11. Структурная схема системы цифрового управления электромеханическими приводами СПДШУ	88
11.1. Расчет параметров обмотки электромагнитного двигателя.....	88
11.2. Анализ переходных процессов в обмотке электромеханического привода.....	90
12. Структурная схема системы управления источником питания тлеющего разряда	94
12.1. Расчет напряжения пробоя межэлектродного промежутка для условий токамака КТМ.....	94
12.2. Расчет тока тлеющего разряда	97
12.3. Требования к источнику питания тлеющего разряда.....	98
12.4. Разработка источника питания тлеющего разряда	98
Список использованной литературы	100
Приложение А. Система цифрового управления источниками питания КТМ.....	102

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- ТОУ – технологический объект управления
- ТОКАМАК [ТОр КАмера МАгнитная Катушка] – комплекс технических и программных средств, необходимых для получения управляемого термоядерного синтеза;
- ЭМС – электромагнитная система;
- ИАП – источник анодного питания;
- АСУ – автоматизированная система управления;
- СПДШУ – система подвижного диверторного и шлюзового устройства;
- ВСО – высокопроизводительная станция оператора АСУ;
- НФС – обмотка управления горизонтального магнитного поля;
- ТФ – обмотка управления тороидального магнитного поля;
- CS – обмотка управления полоидального магнитного поля;
- T.M.D.S. – Transition Minimized Differential Signaling – дифференциальная передача сигналов с минимизацией перепадов уровней;
- ЛТ – Just-in-time compilation (также известна как dynamic translation) – *компиляция «на лету»* – это технология увеличения производительности программных систем, использующих байт-код, путём трансляции байт-кода в машинный код непосредственно во время работы программы;
- UDF – User Defined Function – библиотека пользовательских функций Simulink.

ВВЕДЕНИЕ

Для токамака, как электрофизической установки, преобразовательный комплекс источников питания является одной из самых сложных и важных технологических систем. Каждый источник питания, представляющий собой автономную систему с собственным блоком управления, в процессе эксперимента должен работать согласованно со всеми остальными, для формирования токов сложной формы в индуктивно связанных обмотках электромагнитной системы. По этой причине современные источники питания имеют микропроцессорные системы управления, особенности построения которых рассматриваются в учебном пособии.

1. В первой части пособия рассмотрен алгоритм работы системы электропитания токамака и проведена оценка влияния работы системы электропитания на промышленную сеть.

2. Рассмотрены вопросы расчета параметров нагрузки для источников питания обмоток ЭМС токамака с учетом взаимной индуктивности обмоток.

3. Третий раздел посвящен математическому моделированию режимов работы системы электропитания токамака.

4. В разделе приведены структурные решения по системе цифрового управления в целом и для каждого источника питания в частности.

1. АЛГОРИТМ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТОКАМАКА КТМ

Под системой электропитания (СЭП) токамака КТМ понимается совокупность электрооборудования, предназначенного для преобразования электроэнергии в точке подключения токамака КТМ к сети переменного тока 50Гц и подведения этой энергии к обмоткам электромагнитной системы (ЭМС) токамака, ВЧ-генераторам и другим устройствам экспериментального комплекса.

При описании алгоритма работы СЭП будут рассмотрены выпрямительные преобразователи, имеющие наибольшую электрическую мощность. К таким преобразователям относятся источники питания (ИП) обмоток ЭМС и источник анодного питания (ИАП) ВЧ-генератора. В анализ не включен только источник питания обмотки быстрого управления плазмой НФС, поскольку этот источник питания и режимы изменения тока в обмотке НФС существенно отличаются от других элементов СЭП. Анализ работы и моделированию ИП обмотки НФС посвящен отдельный пункт в разделе 9 настоящего пособия. Описание алгоритма работы СЭП основывается на общей структурной схеме системы электропитания токамака КТМ (см. чертеж КТМ 03.001.001.ТП) и графиках изменения токов в обмотках электромагнитной системы КТМ (см. рис. 1.1).

Первой к системе питания подключается обмотка ТФ. Момент подключения обозначим как t_1 . График изменения тока в этой обмотке показан на рис. 1.1. Время ввода тока T_{tf} до величины 54 кА здесь составляет 1-1,5 секунды. Чтобы обеспечить такое время ввода, напряжение, устанавливаемое на выходе источника питания (ИП) обмотки U_{dff} , должно составлять не менее 450 В. Малые времена ввода тока как в рассматриваемую, так и в другие обмотки токамака обусловлены выделением тепла при протекании в них тока с последующим изменением удельного сопротивления материала обмотки, что приводит к дополнительному падению напряжения на нагрузке. После достижения заданной величины тока напряжение U_{dff} может быть снижено до 54 В и оставаться таким в течение всего разряда. В течение разряда ИП обмотки ТФ работает в режиме стабилизации тока I_{tf} , изменяя U_{dff} таким образом, чтобы ток I_{tf} оставался на заданном уровне. По завершению разряда ток из обмотки ТФ выводится в режиме инвертирования.

Практически одновременно с подключением обмотки ТФ или с небольшой задержкой по отношению к этому моменту к системе питания

подключается обмотка CS. Ток в обмотку вводится до заданной величины $I_{CSmax} = 40$ кА, время ввода тока составляет около 1 с. Здесь должно соблюдаться такое условие: в момент, когда ток в обмотке CS становится равен заданному значению, например $I_{CS} = 40$ кА, величина тока в обмотке тороидального поля уже должна достичь установленного значения. Необходимо заметить, что величина I_{tf} определяет основные параметры плазмы, в частности ее ток I_p , и может изменяться от разряда к разряду в соответствии с программой эксперимента. В момент, когда I_{CS} достигает заданного значения, и если $I_{tf} = I_{зад.}$, ИП отключается от обмотки путем запираания ключей выпрямительных блоков и закорачивается на балластное сопротивление R_6 с помощью ключа К1.

При проведении разрядов на токамаках выделяют пять фаз в процессе протекания плазменного импульса. Длительности фаз разряда и моменты перехода от одной фазы к другой определяются ИП обмотки CS. В течение каждой из фаз источник питания обмотки CS выполняет следующие действия:

1. Фаза намагничивания (ввода тока в обмотку CS). Для осуществления этой фазы тиристорные преобразователи Тп1.1-Тп1.8 включаются путем зажигания тиристорных мостовых схем при угле отпираания $\alpha_{cs} = \alpha_{cs}^{660d}$. Шунтирующий ключ К1 замыкается и ток обмотки I_{CS} изменяется от 0 до заданной величины $I_{cs}^{зад+}$ (плюс здесь означает направление тока намагничивания), не превышающей максимально допустимое для данного источника значение равное 40 кА. При этом комбинация таких величин, как напряжение на выходе ИП U_{d-cs} (зависит от угла α_{cs}^{660d}) и импеданс индуктора (величин L_{CS}, R_{CS}), определяет длительность заряда индуктора в диапазоне от 0,5 до 1,2 с.

2. Фаза быстрого изменения тока в индукторе (интервал $t_1 - t_2$). Данная фаза начинается путем шунтирования тиристорных преобразователей от нагрузки с помощью ключа $T_{1,2}$. Практически одновременно с этим прекращается подача зажигающих импульсов на преобразователи ТП1.1-ТП1.8 и размыкается ключ К1. Выполнение этих действий приводит к закорачиванию обмотки CS на балластный резистор R1. Вследствие этого напряжение индуктора U_{d-cs} резко инвертируется с величины 1-2 кВ до величины нескольких десятков киловольт. Ток в обмотке при этом снижается экспоненциально и спадает до 0 за 50-100 миллисекунд. Генерирование высокого напряжения на обмотках CS и приводит к возникновению вихревого электрического поля на обходе вакуумной камеры и пробоем рабочего газа в ней за счет трансформаторного эффекта. С точки зрения возникновения аварий в системе пита-

ния данная фаза является наиболее критичной, поскольку ток и напряжение в цепях ИП достигают своих максимальных значений практически одновременно.

3. Фаза медленного изменения тока в индукторе $t_2 - t_3$. Эта фаза разряда начинается в точке t_2 , когда напряжение на обмотке CS снижается до величины, равной максимально возможному значению выходного напряжения ИП обмотки U_{d-cs}^{max} , т.е. достигает значения около 2 кВ. При этом происходит закрытие ключа Т1.2, включение реверсивного комплекта преобразователей ТП1.9-ТП1.16 и замыкание ключа К1. Под управлением преобразователей ТП1.9-ТП1.16 ток в обмотке CS проходит нулевое значение, протекая в обратном направлении за 0,5–0,6 с и достигает заданной отрицательной величины $I_{cs}^{зад-}$. Следует отметить, что характеристики по выходному напряжению ИП U_{d-cs} и возможности по управлению им определяется этой фазой разряда, поскольку здесь происходит омический нагрев и подъем тока плазмы I_p до проектных параметров.

4. Фаза плато тока ($t_3 - t_4$). В течение этой фазы схема включения ИП обмотки CS считается неизменной. Только производится снижение напряжения U_{d-cs} с величины 2 кВ до значения напряжения 0,5–0,8 кВ (напряжение зависит от импеданса индуктора) с той целью, чтобы ток в обмотке CS рос достаточно медленно. Величина dI_{CS}/dt при этом связана с величиной энергетических потерь, обусловленных собственным сопротивлением плазменного шнура.

5. Фаза вывода тока $t_4 - t_5$. Для осуществления этой фазы преобразователи ТП1.9-ТП1.16 переводятся в инверторный режим работы путем установления угла открытия тиристоров в значение $\alpha_{cs} = \alpha_{cs}^{инв}$. При этом ток в обмотке CS снижается до нуля за 1–1,5 с, а плазменный шнур разрушается.

Блок-схема алгоритма, приведенная на чертеже КТМ 03.001.002.ТП, используя графические элементы диаграмм переходов и состояний, показывает параллельную работу источников питания СЭП, выполнение операций контроля их технологических параметров и защитного отключения, измерения и контроля основных параметров плазмы, ее тока I_p и плотности n_e . Необходимо обратить внимание, что значение тока плазмы при этом является определяющим для изменения режимов работы ИП обмоток PF1. В частности, при появлении плазмы в камере, когда $I_p = I_{pmin}$, источники питания начинают отрабатывать сценарии изменения тока в обмотках

RF_i в соответствии с программой эксперимента, формируя и удерживая плазму в объеме камеры. При достижении максимального значения тока плазмы $I_p = I_{pmax}$ источники питания обмоток RF_i переходят в режим стабилизации формы плазмы. Дополнительно по контролю текущего значения плотности плазмы не принимается решение о вводе в плазму ВЧ-мощности, при этом к генераторным блокам подключается источник анодного питания ИАП. Завершение алгоритма работы СЭП происходит по событию А, которое означает достижение 5-секундной границы интервала разряда, или по аварийным событиям.

Алгоритм работы СЭП, приведенный на чертеже КТМ 03.001.002.ТП, в технической реализации обеспечивается параллельно работающими системами цифрового управления (СЦУ) соответствующих источников питания. Общая координация работы СЦУ и поддержка горизонтальных связей, присутствующих в алгоритме работы СЭП, осуществляется системой управления плазмой (СУП) токамака КТМ. СУП в этом случае отслеживает общую временную диаграмму работы СЭП, приведенную на рис. 1-3, задавая моменты включения, отключения и изменения фаз работы источников питания, а также изменяет заданные значения тока в обмотках (уставки) в соответствии со сценарием разряда и текущими значениями параметров плазмы.

Практическая реализация системы электропитания токамака КТМ и ввод ее в действие в соответствии с приведенным алгоритмом содержит ряд проблем, которые должны быть исследованы на этапах проектирования СЭП. К таким проблемам относятся:

1). Влияние СЭП на промышленную сеть электроснабжения токамака КТМ, которое связано с такими факторами, как:

- соизмеримость наибольшего значения мощности, потребляемой СЭП в течение разряда, с суммарным значением генерирующих мощностей существующей энергосистемы [4];
- несимметричной формой кривых тока, потребляемого СЭП, с линейно или экспоненциально нарастающим передним фронтом и с возможными инвертированием энергии в сеть.

2). Взаимовлияние источников питания по цепям переменного тока, обусловленное искажениями кривой питающего напряжения, вызванными работой вентильных преобразователей.

3). Взаимовлияние источников питания по нагрузке, обусловленное наличием индуктивных связей между обмотками электромагнитной системы КТМ.

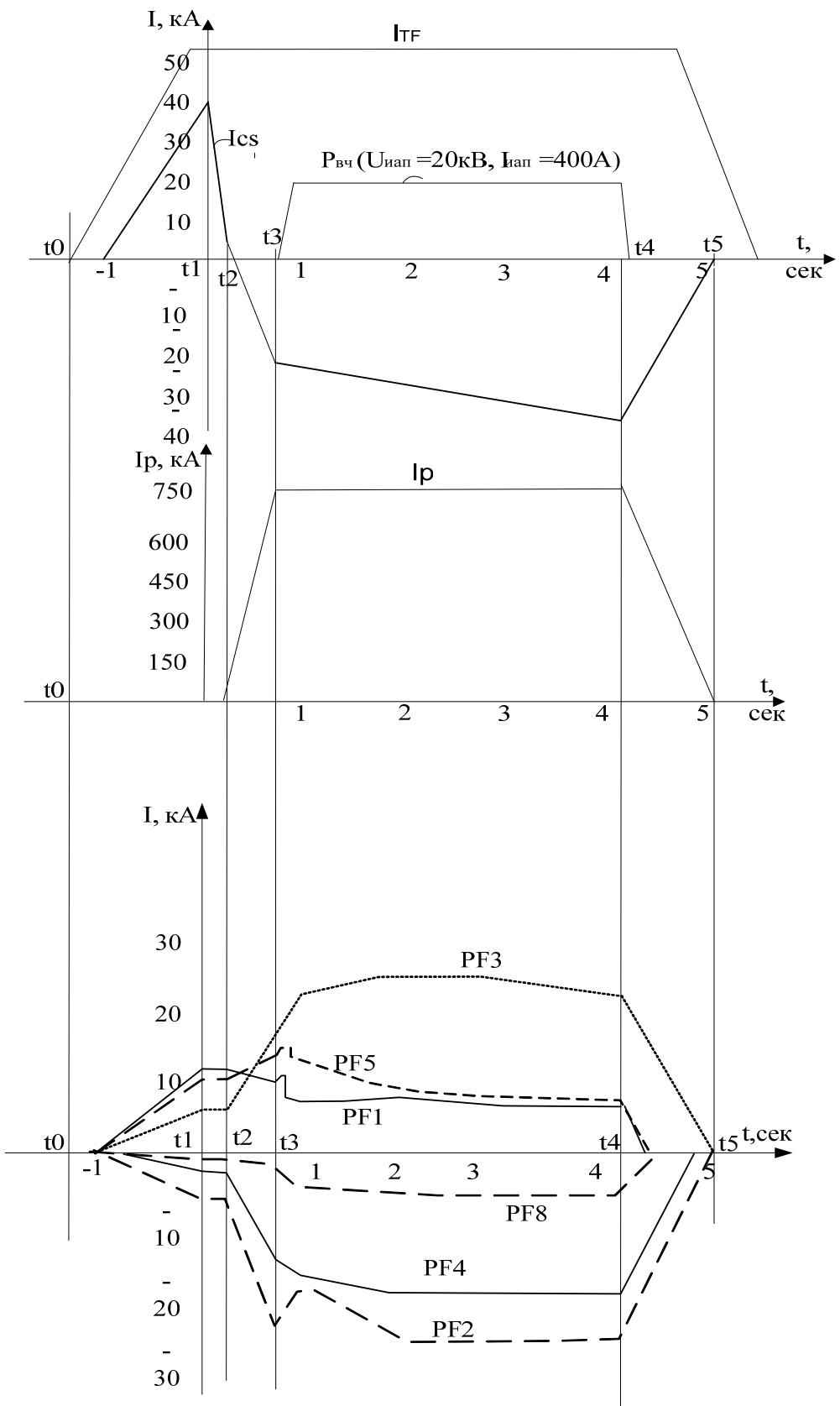


Рис. 1.1. Изменение токов в обмотках TF, CS и PF

Общее требование, которое должно соблюдаться в течение работы СЭП, заключается в том, чтобы напряжения источников ЭДС (в случае системы питания КТМ ими являются вторичные обмотки трансформатора Тр4 (220/10 кВ) и вторичные обмотки выпрямительных трансформаторов Тр1-Тр3 и Тр5-Тр13) оставалось выше минимально допустимого значения U_{dmin} . При этом величина U_{dmin} для каждой обмотки определяется необходимой динамикой изменения тока в ней и фактически связана с динамическими характеристиками контура управления, который использует эту обмотку в качестве регулирующего органа по соответствующему параметру плазмы [1].

В случае рассмотренного алгоритма ввода тока в обмотки ЭМС, при котором токи вводятся одновременно в обмотку тороидального поля ТФ и во все обмотки полоидального поля, включая СS, простая оценка мощности преобразовательных трансформаторов дает величину около 180 МВА. Поскольку мощность входного трансформатора составляет порядка 100 МВА, то на этапе одновременного ввода токов в обмотки можно ожидать значительного падения напряжения в цепи 10 кВ. Поэтому предлагается для практического применения рассмотреть также более сложный алгоритм ввода тока, предусматривающий последовательное (разделенное во времени) подключение обмоток ЭМС к системе питания. В разделе 2 отчета проведена оценка возможности реализации последовательного ввода токов в обмотки ЭМС.

Расчеты и результаты моделирования, приведенные в разделах настоящего отчета, направлены также на оценку названных взаимовлияний в СЭП токамака КТМ и определения возможностей их учета при техническом проектировании СЭП токамака КТМ.

2. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СЭП ТОКАМАКА КТМ НА ПРОМЫШЛЕННУЮ СЕТЬ 220 КВ

Влияние нагрузки на сеть переменного тока оценивается в соответствии с ГОСТ 13109-97 по следующим показателям:

- 1) коэффициент несинусоидальности;
- 2) коэффициент несимметрии;
- 3) колебания напряжения;
- 4) колебания частоты.

Наиболее существенными для сети являются колебания напряжения. В [5] отмечается, что ограничение по коэффициенту несинусоидальности $K_n.c.$ для режимов работы систем питания токамаков более слабое, чем по колебаниям напряжения, поскольку СЭП токамака работает в повторно-кратковременном режиме и в расчетах показателей нужно учитывать коэффициент $T_{и}/T_{повт.}$, где $T_{и}$ – длительность импульса, $T_{повт.}$ – период повторения импульсов. В случае токамака КТМ такой коэффициент будет равен $5 \text{ с} / 600 \text{ с} = 0,0083$. Частота питающей сети в свою очередь менее подвержена искажениям со стороны нагрузки по сравнению с другими показателями качества [9].

Таким образом, в качестве основного показателя, по которому будем оценивать влияние СЭП токамака КТМ на сеть, будем рассматривать колебания напряжения (и тока) сети 220 кВ, вызванные импульсным характером потребления реактивной мощности СЭП токамака КТМ. Колебания напряжения в соответствии с [3] оцениваются:

- размахом изменения напряжения – разностью между следующими друг за другом экстремумами огибающей действующего значения напряжения;
- частотой изменения напряжения $1/\text{с}$, $1/\text{мин}$, $1/\text{ч}$;
- интервалом между следующими друг за другом изменениями напряжения.

Импульсы потребления мощности будут длиться до 5 сек. с интервалом между импульсами 10 мин. Такой режим потребления мощности вызовет колебания напряжения 220 кВ с соответствующим интервалом. При этом важно оценить размах действующего значения напряжения ΔU_{220} , возникающий в импульсе, а также величины высших гармоник тока и напряжения питающей сети [6].

При расчетах будем учитывать, что минимальные величины активной и реактивной мощностей, потребляемых преобразователями, соответствуют максимальному значению тока в обмотках ЭМС. Согласно временным диаграммам изменения тока (рис. 1.1) максимальное их значение приходится на момент времени t_1 . При этом для упрощения в расчетах учтем влияние только двух источников питания – ИП обмотки ТФ и ИП обмотки СС, поскольку они составляют наибольшую долю в потребляемой СЭП мощности.

Исходные данные для расчета следующие:

- 1) P_{Σ} – суммарная активная мощность источников питания обмотки ТФ и обмотки СС. Данное значение рассчитаем по величине установленной мощности выпрямительных трансформаторов Тр1, Тр2 и Тр3. Тогда $P_{tf} + P_{cs} = 93,6$ МВА.

Согласно [5] величины P_{tf} и P_{cs} могут быть также рассчитаны по соотношению

$$P_d = 3/\pi \cdot U_{2f} \cdot I_d. \quad (2.1)$$

- 2) $m = 24$ – пульсность тиристорных выпрямителей.
- 3) $k_{тр.} = 220 \text{ кВ}/0,95 \text{ кВ} = 231,58$ – коэффициент трансформации СЭП от точки подключения к сети 220 кВ до нагрузки. В знаменателе указано напряжение вторичной обмотки выпрямительного трансформатора Тр1.
- 4) N – номера высших гармоник тока питающей сети определяются соотношением $N = 24 \cdot n \pm 1$, где $n = 1, 2, 3, \dots$
- 5) $I_d = I_{dcs} + I_{dff} = 94$ кА – суммарное действующее значение тока в обмотках ТФ и СС.
- 6) α^{\min} – минимальная величина угла открытия тиристорov в источниках питания обмоток ТФ и СС. При работе источников питания α будет принимать минимальное значение на стадиях ввода тока в обмотки и определяется необходимым выпрямленным напряжением на этой стадии

$$U_d^{\text{ввода}} = I_d^{\max} \cdot R_n + \frac{dI_d}{dt} \cdot L_n. \quad (2.2)$$

Тогда

$$\alpha = \arccos\left(\frac{\pi \cdot U_d^{\text{ввода}}}{3\sqrt{3} \cdot U_{2f}}\right). \quad (2.3)$$

Найденные из выражений 1 и 2 величины составляют $\alpha_{TF}^{\min} = 88^\circ$ и $\alpha_{CS}^{\min} = 79^\circ$ при времени ввода тока в обмотку TF $t_{TF} = 1,5$ с и в обмотку CS $t_{CS} = 1$ с.

Для расчета примем α^{\min} равным 79° как более критическое с точки зрения влияния на сеть значение.

7) $P_{к.з.}$ – мощность короткозамкнутой питающей сети 220 кВ оценивается на основе характеристик ВЛ 220 кВ, проходящей от ПС № 51 по формуле

$$P_{к.з.} = \frac{3 \cdot U_{220}^2}{x_k}, \text{ где } x_k \text{ индуктивное сопротивление трансформатора ПС № 51.и ВЛ 220 кВ составляет } 21,8 \text{ Ом} + 33,8 \text{ Ом} = 55,6 \text{ Ом.}$$

Мощность короткозамкнутой питающей сети составляет

$$P_{к.з.} = 2611 \text{ МВА}$$

Относительная величина высших гармоник (при $N = 23$ и $N = 25$) в напряжении сети 220 кВ в долях действующего значения напряжения определяется выражением [6]:

$$\Delta U_B = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{P_\Sigma}{P_{кз}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \pi}{m \cdot \alpha}} - 1. \quad (2.4)$$

Величина ΔU_B будет составлять $< 1 \%$ при принятых исходных данных.

Действующие значения тока сети 220 кВ высших гармоник ($N = 23$ и $N = 25$) рассчитываются по формуле:

$$I_N = \frac{\sqrt{6}}{\pi \cdot N \cdot k_{TP}} \cdot I_d, \quad (2.5)$$

тогда $I_{23} = 13,8$ А, $I_{25} = 12,7$ А.

Величина размаха изменения действующего напряжения сети определяется приближенной формулой:

$$\Delta U^{TF-OH} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{P_\Sigma}{P_{кз}} \approx 1 \%. \quad (2.6)$$

Рассчитаем величину размаха изменения напряжения при включении СЭП на максимальную мощность, т. е. с учетом мощности источников питания обмоток PF и мощности ИАП.

В этом случае суммарная мощность $P_\Sigma = 176,7$ МВА (значение рассчитано по установленной мощности преобразовательных трансформаторов).

Тогда

$$\Delta U_\Sigma = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{176,7}{50} \approx 3,7 \%. \quad (2.7)$$

Предельно допустимая нормируемая величина размаха изменения напряжения в точках присоединения к сети в соответствии с [3] составляет $\pm 10\%$ от номинального напряжения.

На основе полученных результатов расчета можно сказать, что изменения напряжения в промышленной сети 220 кВ, вызванные работой СЭП токамака КТМ, являются незначительными и отвечают требованиям действующего стандарта.

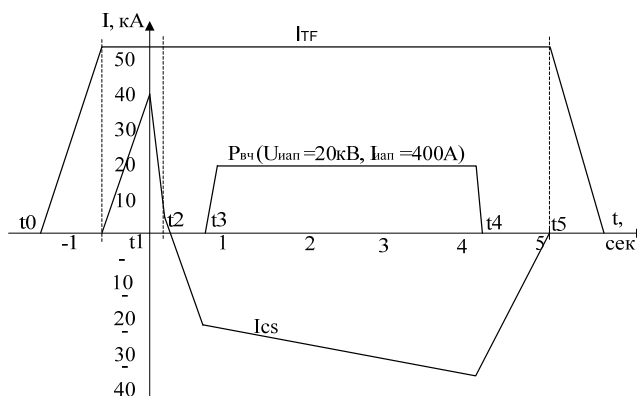


Рис. 2.1. Графики изменения токов с неодновременным вводом тока в обмотки ЭМС

Также следует отметить, что минимальные углы открытия тиристоров в схемах ИП обмотки TF и обмотки CS имеют достаточно большое значение даже на стадиях ввода тока в обмотки, что говорит о наличии запаса по выходному напряжению в этих источниках. Поэтому интервалы ввода тока в обмотки TF и CS могут быть сокращены за счет уменьшения углов открытия тиристоров с целью временного разделения процессов ввода тока в обмотки TF, CS и другие обмотки ЭМС. Временные диаграммы, учитывающие временное разделение операций ввода тока в обмотки, будут иметь вид, показанный на рис. 2.1.

3. ОЦЕНКА ВЗАИМОВЛИЯНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ СЭП ТОКАМАКА КТМ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ.

При анализе взаимовлияния ИП в качестве источника энергии в системе принимается входной трансформатор Тр4. Тип трансформатора ТРДЦПМ-10000 /20000/220/10У1.

Конфигурацию подключения ИП к секциям шин № 1 и № 2 примем так, как показано на чертеже КТМ 03.001.001.ТП.

Проведем расчет величины изменений напряжения и тока в сети 10 кВ, вызванных работой источника питания обмоток ТФ и работой ИП обмотки СС в секциях шин № 1 и № 2 соответственно.

3.1. Расчет величины изменения напряжения и тока в секции шин № 1

Исходные данные для расчета следующие:

1	P_{TF}	активная мощность источника питания обмотки ТФ	31,2 МВА
2	m	пульсность тиристорного источника питания	24
3	k_{Tp}	коэффициент трансформации от точки подключения ИП к трансформатору Тр4 до нагрузки	10 кВ/0,6 В = = 16,67
4	N	номера высших гармоник тока сети 10кВ, создаваемых ИП обмотки ТФ	$N=24 \cdot n \pm 1$, где $n = 1, 2, 3, \dots$
5	I_{d-tf}	действующее значение тока в обмотке ТФ	54 кА
6	α_{Tf}^{\min}	минимальная величина угла открытия тиристорov. В данном случае значение этого параметра целесообразно принять для стационарного режима работы обмотки ТФ. Поскольку стадия ввода тока в обмотку будет разделена по времени с работой других обмоток и взаимовлияния будет представлять интерес с момента времени t_1 (см. рис. 1.1). Тогда $\alpha_{Tf} = \arccos \left(\frac{\pi \cdot R_{Tf} I_{d-tf}}{3\sqrt{3} \cdot U_2 f} \right)$	93°, при $R_{Tf}=9\text{мОм}$
7	$P_{кз}$	мощность короткозамкнутой питающей сети 10 кВ, определяется как $P_{к.з.} = \frac{3 \cdot U_{2H}^2}{x_2}$, где U_{2H} – номинальное напряжение второй обмотки трансформатора x_2 – индуктивное сопротивление второй обмотки трансформатора равно 0.088183 Ом	3,75 МВА

Относительная величина внешних гармоник ($N = 23$ и $N = 25$) в напряжении сети 10 кВ в долях действующего значения напряжения в соответствии с формулой (3) раздела 2 будет равна:

$$\Delta U_{в.} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{31.2}{3.75} \sqrt{\frac{2 \cdot 180}{24 \cdot 93}} - 1 \approx 1,36 \%$$

Действующие значения высших гармоник тока для $N = 23$ и $N = 25$ сети 10 кВ найдем по формуле [4]:

$$I_{23}^1 = \frac{\sqrt{6}}{3,14 \cdot 23 \cdot 16,67} \cdot 54 \text{ кА} = 109,86 \text{ А},$$

$$I_{25}^1 = \frac{\sqrt{6}}{3,14 \cdot 25 \cdot 16,67} \cdot 54 \text{ кА} = 101,08 \text{ А}.$$
(3.1)

Величину размаха изменения действующего напряжения сети 10 кВ определим по формуле [5]:

$$\Delta U^{TF} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{P_{Tf}}{P_{кз}} \approx 8,6 \%$$
(3.2)

На основании полученных результатов можно сделать вывод о том, что искажения питающего напряжения сети 10 кВ, вызванные работой ИП обмотки TF, будут значительными. Следовательно, влияние ИП обмотки TF на работу других источников питания, подключенных к секции шин № 1, должно учитываться путем соответствующей коррекции углов открытия тиристорov СЭП. Включение сетевого фильтра в секцию шин № 1 не обязательно.

3.1. Расчет величины изменения напряжения и тока в секции шин № 2

Исходные данные для расчета приняты следующие:

1	P_{CS}	активная мощность источника питания обмотки CS; значение взято по мощности установленных выпрямительных трансформаторов Tr1 и Tr2	62,4 МВА
2	m	пульсность ИП обмотки CS	24
3	k_{Tp}	коэффициент трансформации от точки подключения ИП к трансформатору Tr4 до нагрузки	10 кВ/0,95 кВ = 10.5
4	N	номера высших гармоник тока сети 10кВ, создаваемых ИП обмотки CS	$N = 24n \pm 1$, где $n = 1, 2, 3 \dots$
5	I_{d-CS}	действующее значение тока в обмотке CS	40 кА

6	α_{CS}^{\min}	<p>минимальная величина угла открытия тиристорov. Значение этого параметра целесообразно рассчитать для фазы 3 работы источника питания обмотки CS. Поскольку на этом интервале источник работает при максимальном выходном напряжении U_{d-CS}, изменяя ток в индукторе наиболее быстро.</p> <p>Примем U_{d-CS} на интервале $t_2 - t_3$ равным 1кВ (величина взята для одного блока тиристорного преобразователя ТП (см. рис. 1). Тогда</p> $\alpha_{CS} = \arccos \left(\frac{\pi \cdot U_{d-CS}}{3\sqrt{3} \cdot U_2 f} \right) = 56^\circ$	56°
7	$P_{кз}$	<p>мощность короткозамкнутой питающей сети 10 кВ, определим аналогично случаю секции шин № 1, как $P_{кз} = \frac{3 \cdot U_{3H}^2}{x_3}$ МВА, где</p> <p>U_{3H} – номинальное напряжение третьей обмотки трансформатора ТР4;</p> <p>x_3 - индуктивное сопротивление третьей обмотки трансформатора равной 0,088183 Ом</p>	3,75 МВА

В соответствии с этими данными значения ΔU_g в секции шин № 2 сети 10 кВ будет равно

$$\Delta U^{CS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{62.4}{3,75} \sqrt{\frac{2 \cdot 180}{24 \cdot 56}} - 1 \approx 6,1 \%. \quad (3.3)$$

Действующие значения высших гармоник тока для $N = 23$ и $N = 25$ в секции шин № 2 сети 10 кВ будут составлять

$$I_{23}^2 = \frac{\sqrt{6}}{3,14 \cdot 23 \cdot 10,5} \cdot 40 \text{ кА} = 129,86 \text{ А}, \quad (3.4)$$

$$I_{25}^2 = \frac{\sqrt{6}}{3,14 \cdot 25 \cdot 10,5} \cdot 40 \text{ кА} = 118,8 \text{ А}.$$

Величина размаха изменения действующего напряжения сети 10 кВ, определенная по формуле [5], будет равна

$$\Delta U_2 = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{62.4}{3,75} \approx 17,4 \%.$$

Полученные результаты говорят о значительном влиянии работы ИП обмотки CS на сеть 10 кВ в секции шин № 2. Следует отметить, что расчеты приведены для наиболее критичных режимов работы ИП, при этом за активную мощность ИП взята номинальная мощность двух выпрямительных трансформаторов Тр1 и Тр2. В случае использования для расчетов формулы

$$P_d = 3/\pi \cdot U_{2f} \cdot I_d,$$

мощность P_{cs} будет составлять 80 МВА, что говорит о вероятно большем влиянии данного источника питания на напряжение в секции шин № 2. Хотя следует учитывать, что интервал наибольшего потребления мощности источником будет коротким, порядка нескольких десятков миллисекунд.

В данном случае имеет смысл провести более детальный анализ работы ИП обмотки CS и его влияния на другие источники, подключенные к секции шин № 2, используя специализированные программы моделирования.

4. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НАГРУЗКИ ДЛЯ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ОБМОТОК ЭМС ТОКАМАКА КТМ

Катушку можно рассматривать как сложный контур, имеющий форму цилиндрической, призматической, плоской или иной спирали, витки которой в зависимости от типа катушки имеют ход в осевом или перпендикулярном к оси направлении (рис. 4.1, *a* и *в*). Однако расчет индуктивностей катушек с учетом спиральности витков связан с весьма значительными трудностями.

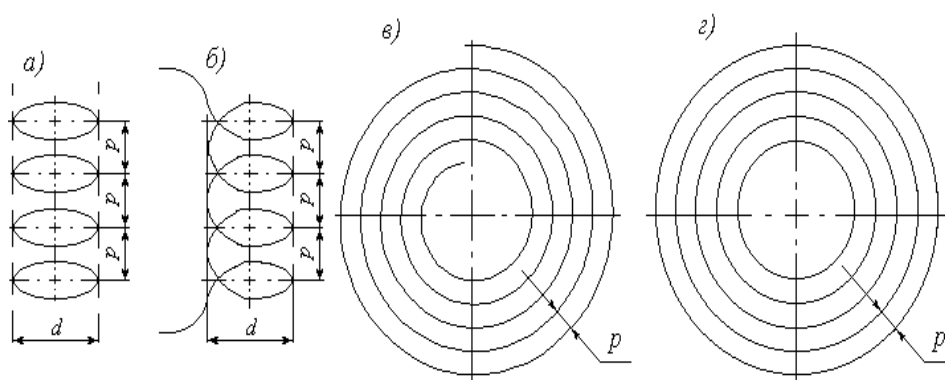


Рис. 4.1. Схемы катушек

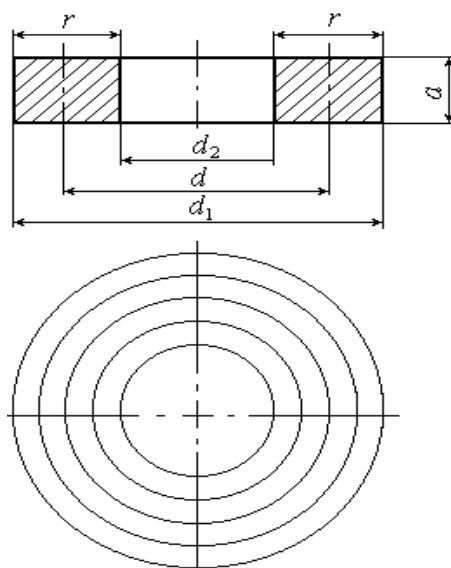


Рис. 4.2. Катушка прямоугольного сечения

Поэтому при расчете индуктивностей спиральностью витков, как правило, пренебрегают и рассматривают катушку как совокупность отдельных замкнутых плоских витков той или иной формы, лежащих в одной или нескольких параллельных плоскостях (рис. 4.1, б и з). Подобное упрощение задач существенно облегчает расчет и в месте с тем, как показывает специальное исследование, приводит лишь к весьма незначительной погрешности [16].

В подавляющем большинстве случаев катушки имеют прямоугольное поперечное сечение (т. е. сечение перпендикулярное направлению тока в витках катушки), и вопросы расчета индуктивностей наиболее полно разработаны именно для таких катушек. На рис. 4.2 изображен разрез катушки прямоугольного поперечного сечения, причем через d_1 , d_2 , и d обозначены соответственно внешний, внутренний и средний диаметры катушки, через a – ее длина (аксиальный размер), через $r = (d_1 - d_2)/2$ – толщина (радиальный размер) поперечного сечения обмотки.

Используемые далее формулы и таблицы дают значения так называемых *расчетных индуктивностей*, т. е. индуктивностей, вычисленных в предположении, что витки катушки представляют собой коаксиальные круговые контуры, имеют бесконечно тонкую изоляцию и плотно заполняют все пространство, занятое обмоткой. Предполагается, кроме того, что витки катушки уложены равномерно как по длине, так и в радиальном направлении. Отличие действительной индуктивности катушек от ее расчетной индуктивности обычно настолько невелико, что в большинстве технических расчетов им вообще пренебрегают.

4.1. Расчет индуктивностей обмоток ЭМС

Индуктивность катушки прямоугольного сечения может быть найдена по формуле [16]:

$$L = \frac{\pi}{4} \mu_0 \omega^2 \frac{d}{\alpha} (K_\alpha - k), \quad (4.1)$$

где ω – число витков в катушке; $\alpha = \frac{a}{d}$; K_α – коэффициент, значения ко-

торого в зависимости от α или $\frac{1}{\alpha}$ даны в табл. [16, 6–2]; k – коэффициент, учитывающий уменьшение индуктивности, обусловленное конечностью радиальной толщины r обмотки; значения k даны в табл. [16, 6–5] и

[16, 6–6] в зависимости от значений $\rho = \frac{r}{d}$ и $\gamma = \frac{r}{a}$.

Для расчета индуктивности катушек с квадратным сечением (PF3, PF7, HFC) может использоваться выражение (4.2):

$$L = \frac{\mu_0}{8\pi} \omega^2 d\Phi, \quad (4.2)$$

где Φ – величина, для расчета которой при малых α ($\alpha < 0,2$) можно воспользоваться формулой (4.3):

$$\Phi = 2\pi \left[\left(1 + \frac{1}{6}\alpha^2 \right) \ln \frac{8}{\alpha^2} - 1,6967 + 0,4082\alpha^2 \right]. \quad (4.3)$$

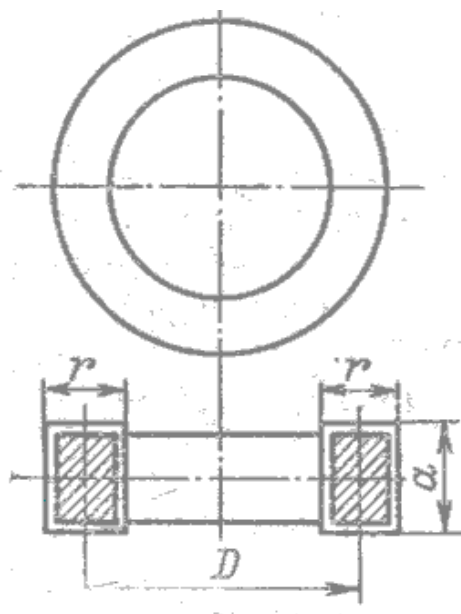


Рис. 4.3. Торoidalная катушка с каркасом прямоугольного сечения

Торoidalная катушка (TF) токамака КТМ имеет намотку близкую к прямоугольной. Для таких катушек индуктивность может рассчитываться по формуле (4.4):

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \omega^2 a \ln \frac{D+r}{D-r}, \quad (4.4)$$

где ω – число витков катушки, D – ее средний диаметр, a и r – аксиальный и радиальный размер среднего витка обмотки (см. рис. 4.3).

Геометрические размеры обмоток взяты из дополнения к техническому проекту токамака КТМ (см. табл. 4.1). Результаты расчетов находятся в табл. 4.2.

Таблица 4.1

Параметры обмоток электромагнитной системы КТМ

Параметр: катушка	R_center, м	Z_center, м	Delta_R, м	Delta_Z, м	Число витков
CS	0,2225	0,12	0,1	2,3	423
PF1	0,575	1,285	0,1	0,166	40
PF2	1,23	1,25	0,080	0,042	8
PF3	1,65	0,855	0,100	0,166	40
PF6	1,65	-0,24	0,100	0,166	40
PF5	1,23	-1,07	0,080	0,084	16
PF4	0,575	-1,33	0,15	0,206	48
HFC+	1,364	1,192	0,064	0,064	36
HFC-	1,364	-1,132	0,064	0,064	36
TF	0,952	0	1,904	3,242	80
PL	0,86	0,1	0,43	0,573	1

Удельное сопротивление проводника катушек $\rho \approx 0,0173 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$ для всех обмоток.

Сечение проводника катушек полоидального поля:

CS – 20×20, канал охлаждения Ø9;

PF1, PF2, PF3, PF5, PF6, HFC – 20×20, канал охлаждения Ø8;

PF4 – 23×23, канал охлаждения Ø10.

Обмотка тороидального поля:

Колонна центральная (количество проводников – 80, длина 1 проводника – 3570 мм, сечение 1 проводника – 1520 мм²)

Внешняя часть катушки (количество катушек – 20, количество витков в катушке – 4, средняя длина 1 витка – 5834 мм, сечение по меди 1 витка – 2378 мм²)

Результаты расчетов значений индуктивности обмоток представлены в табл. 4.2. Расчет суммарной индуктивности обмоток, включенных последовательно (HFC+ и HFC-) можно выполнить, воспользовавшись выражением для индуктивности сложных контуров:

$$L_{\Sigma} = \sum_{k=1}^n L_k + \sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^n M_{ki}, (i \neq k), \quad (4.5)$$

где n – число участков ($n = 2$), L – собственные индуктивности участков, M – взаимные индуктивности. Так как катушки HFC+ и HFC – должны быть включены встречно, то их суммарная индуктивность будет составлять $L_{\Sigma} = 17,3 \times 10^{-3}$ мГн.

4.2. Расчет взаимных индуктивностей полоидальных обмоток

При расчете взаимных индуктивностей коаксиальных катушек прямоугольного сечения применяются различные методы. Наиболее целесообразным, за исключением случаев, когда катушки расположены весьма близко друг к другу, является применение метода эквивалентных контуров, который изложен ниже.

Метод эквивалентных круговых контуров. Сущность метода заключается в том, что для расчета взаимной индуктивности каждая катушка заменяется двумя «эквивалентными круговыми контурами», диаметр и положение которых определяют так, чтобы при соответствующей магнитодвижущей силе, т. е. при соответствующем токе и числе витков, эти контуры создавали приблизительно такое же магнитное поле, как и катушка. Если отметить контуры, эквивалентные одной из катушек, цифрами 1 и 2, а контуры, эквивалентные другой, – цифрами 3 и 4 (см. рис. 4.4), то искомая взаимная индуктивность катушек определится по формуле:

$$M = \frac{wW}{4}(M_{13} + M_{14} + M_{23} + M_{24}), \quad (4.6)$$

где w и W – число витков в первой и второй катушках, M_{13} – взаимная индуктивность круговых контуров (нитей) 1 и 3; M_{14} – то же для контуров 1 и 4 и т. д.

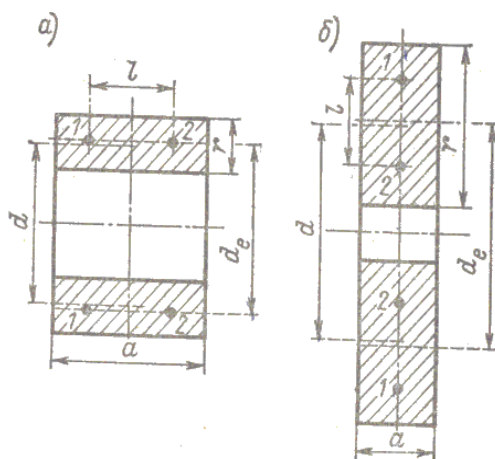


Рис. 4.4. Расположение эквивалентных контуров

Эквивалентные контуры должны быть коаксиальны с рассматриваемыми катушками, причем, если аксиальный размер a (длина) какой-нибудь катушки больше ее радиального размера r (толщины), то соответствующие ей контуры должны иметь диаметр

$$d_e = d \left(1 + \frac{r^2}{6d^2} \right) \quad (4.7)$$

и располагаться симметрично относительно катушки на расстоянии

$$\ell = \sqrt{(a^2 - r^2)/3} \quad (4.8)$$

друг от друга (рис. 4.4, а). Если, наоборот, $a < r$, то контуры должны быть расположены в плоскости симметрии катушки (рис. 4.4, б) на расстоянии

$$\ell = \sqrt{(r^2 - a^2)/3} \quad (4.9)$$

друг от друга, а диаметры контуров должны быть равны $d_e + \ell$ и $d_e - \ell$, где

$$d_e = d \left(1 + \frac{a^2}{6d^2} \right). \quad (4.10)$$

Для катушек квадратного сечения $r = a$, $\ell = 0$, и оба эквивалентных контура сливаются в один с диаметром, определяемым по любой из формул (4.7) или (4.10). В этом случае ($M_{13} = M_{23}$ и $M_{14} = M_{24}$).

Входящие в формулу (4.6) взаимные индуктивности ($M_{13}, M_{14}, M_{23}, M_{24}$) эквивалентных коаксиальных круговых контуров с радиусами R_1 и R_2 , расположенных на расстоянии x друг от друга (см. рис. 4.5), могут быть рассчитаны по формуле:

$$M = \mu_0 \sqrt{R_1 R_2} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K - \frac{2}{k} E \right], \quad (4.11)$$

где $k^2 = \frac{4R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + x^2}$, а K и E – полные эллиптические интегралы

первого и второго рода с модулем k .

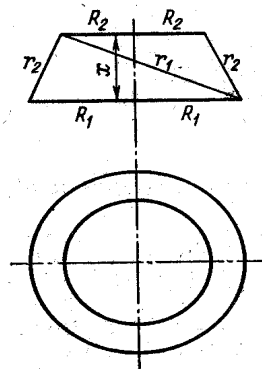


Рис. 4.5

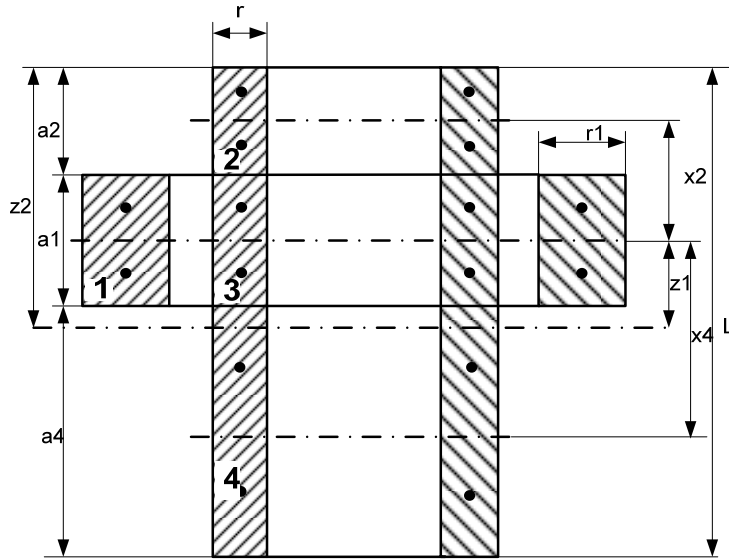


Рис. 4.6

Результаты расчетов взаимных индуктивностей полоидальных обмоток КТМ сведены в табл. 4.2. По главной диагонали таблицы расположены собственные индуктивности обмоток.

При расчёте взаимных индуктивностей индуктора с другими полоидальными обмотками и плазмой индуктор условно разбивается на три последовательно включенных обмотки (2, 3, 4) как это показано на рис. 4.6. Методом эквивалентных токовых контуров, рассмотренным ранее, рассчитываются взаимная индуктивность каждой из обмоток (2, 3, 4) и обмотки управления (на рис. 4.6 она показана цифрой 1). Рассчитанные значения алгебраически суммируются.

4.3. Расчет параметров плазмы

Вследствие того, что значения индуктивности и сопротивления плазмы постоянно изменяются во времени их значения должны непрерывно рассчитываться во время работы системы управления. Знание этих параметров необходимо при расчете управляющих напряжений, подаваемых источниками питания на обмотки управления, так как плазменный шнур за счет индуктивной связи оказывает сильное влияние на токи в обмотках управления.

В общем случае индуктивность плазмы L_p может быть рассчитана по формуле:

$$L_p = 4\pi \int_{S_{\Omega_p}} \psi_p^* j_{p\phi}^* ds, \quad (4.12)$$

а взаимная индуктивность плазмы и i -ой обмотки M_{pi} рассчитывается как:

$$M_{pi} = 4\pi \int_{S_{\Omega_p}} \psi_p^* \gamma_i ds \int_{S_{\Omega_i}} \gamma_i ds, \quad (4.13)$$

где ψ_p^* – поток поля, создаваемый единичным током с распределением плотности тока по сечению $j_{p\varphi}^*$ совпадающим с реальным распределением плотности тока плазмы; γ_i – функция пространственной укладки проводников в i -ой обмотке; S_{Ω_p} и S_{Ω_i} - площади поперечного сечения плазменного шнура и i -ой обмотки соответственно [24].

Для грубой оценки индуктивности плазмы можно ограничиться рассмотрением плазмы как кольцевого витка с круговым поперечным сечением. Тогда индуктивность плазмы может быть выражена как функция большого радиуса R шнура и тока плазмы I_p :

$$L_p[R(t), I_p(t)] = \mu_0 R(t) \left(\ln \left[\frac{8R(t)}{a_0(I_p(t))} \right] - 2 + \frac{l_i}{2} + b_\Theta \right). \quad (4.14)$$

Здесь l_i – внутренняя индуктивность распределенного тока, отнесенная к единице длины шнура (приближенно можно принять $l_i = 0,61$); μ_0 – отношение среднего газокINETического давления к магнитному давлению полоидального поля (далее полагаем $b_\Theta = 0$).

Сопротивление R_p плазмы задается функцией времени и связано с проводимостью $\sigma(t)$ так:

$$R_p(t) = \frac{2R(t)}{\sigma(t) a_0^2(I_p(t))}, \quad (4.15)$$

$$\sigma(t) = 1,31 \times 10^3 \sqrt{T_e^3(t)}. \quad (4.16)$$

Проведя расчеты индуктивности и сопротивления плазмы согласно выражениям (4.15) и (4.16) получили:

$L_p = 1,356 \times 10^{-6}$ Гн, $R_p(t) = 2,8 \times 10^{-7}$ Ом. Данные получены при параметрах плазмы, соответствующих плато тока.

Для расчёта взаимных индуктивностей плазмы и обмоток полоидального поля также использовался метод эквивалентных токовых контуров. При этом плазма представлялась как одна из обмоток, имеющих поперечное прямоугольное сечение. Для этого площадь D – образного поперечного сечения плазмы заменялась на эквивалентное прямоугольное. Результаты расчёта приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Параметры обмоток электромагнитной системы КТМ

Матрица индуктивностей

L(Гн)	PF1	PF2	PF3	PF4	PF5	PF6	HFC+	HFC-	CS	PL	TF
PF1	2,80E-03	1,85E-04	5,91E-04	2.04E-05	3.21E-05	2.01E-04	8.10E-04	7.85E-05	6.32E-04	5.57E-06	—
PF2	1.85E-04	4.00E-04	6.10E-04	9.31E-05	2.57E-05	1.99E-04	1.07E-03	6.30E-05	1.38E-04	4.73E-06	—
PF3	5.91E-04	6.10E-04	1.27E-02	1.61E-04	2.67E-04	2.21E-03	3.67E-03	6.38E-04	7.35E-04	2.72E-05	—
PF4	2.04E-05	9.31E-05	1.61E-04	3.47E-03	4.10E-04	4.44E-04	8.58E-05	8.75E-04	3.79E-04	4.59E-06	—
PF5	3.21E-05	2.57E-05	2.67E-04	4.10E-04	1.65E-03	7.75E-04	1.40E-04	1.93E-03	2.14E-04	8.26E-06	—
PF6	2.01E-04	1.99E-04	2.21E-03	4.44E-04	7.75E-04	1.27E-02	1.11E-03	1.81E-03	8.15E-04	3.88E-05	—
HFC+	8.01E-04	1.07E-03	3.67E-03	8.58E-05	1.40E-04	1.11E-03	8.99E-03	3.49E-04	6.13E-04	1.69E-05	—
HFC-	7.85E-05	6.30E-05	6.38E-04	8.75E-04	1.93E-03	1.81E-03	3.49E-04	8.99E-03	5.38E-04	1.44E-05	—
CS	6.32E-04	1.38E-04	7.35E-04	3.79E-04	2.14E-04	8.15E-04	6.13E-04	5.38E-04	1.20E-02	2.88E-05	—
PL	5.57E-06	4.73E-06	2.72E-05	4.59E-06	8.26E-06	3.88E-05	1.69E-05	1.44E-05	2.88E-05	1.36E-06	—
TF	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	7.99E-03

Сопротивление обмоток*

	7.15E-03	3.10E-03	2.05E-02	6.70E-03	6.10E-03	2.05E-02	1.57E-02	1.57E-02	3.04E-02	2.8E-07	6.9E-03
--	----------	----------	----------	----------	----------	----------	----------	----------	----------	---------	---------

* Сопротивление обмотки тороидального поля получено без учета сопротивлений перемычек между витками, сопротивления обратного витка и контактных сопротивлений между составными частями TF. Проводимость материала внутренней части TF взята равной проводимости внешней части обмотки

5. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ОБМОТОК КТМ

5.1. Описание модели

При решении задачи управления плазмой важное значение имеет определение требуемых напряжений источников питания, обеспечивающих протекание заданных режимов разряда и условий равновесия. При отсутствии взаимного влияния обмоток такая задача не вызывала бы затруднений. Однако взаимные индуктивности обмоток достаточно велики, что приводит к значительному искажению токов в обмотках управления. Поэтому при нахождении требуемых временных законов изменения напряжений источников питания следует рассматривать систему индуктивно связанных обмоток.

Уравнения, описывающие динамику таких индуктивно связанных цепей, имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + M_{1,2} \frac{dI_2}{dt} + M_{1,3} \frac{dI_3}{dt} + M_{1,4} \frac{dI_4}{dt} + M_{1,5} \frac{dI_5}{dt} + M_{1,6} \frac{dI_6}{dt} + M_{1,8} \frac{dI_8}{dt} + M_{1,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{1,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}; \\
 U_2 &= R_2 I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + M_{2,1} \frac{dI_1}{dt} + M_{2,3} \frac{dI_3}{dt} + M_{2,4} \frac{dI_4}{dt} + M_{2,5} \frac{dI_5}{dt} + M_{2,6} \frac{dI_6}{dt} + M_{2,8} \frac{dI_8}{dt} + M_{2,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{2,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}; \\
 U_3 &= R_3 I_3 + L_3 \frac{dI_3}{dt} + M_{3,1} \frac{dI_1}{dt} + M_{3,2} \frac{dI_2}{dt} + M_{3,4} \frac{dI_4}{dt} + M_{3,5} \frac{dI_5}{dt} + M_{3,6} \frac{dI_6}{dt} + M_{3,8} \frac{dI_8}{dt} + M_{3,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{3,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}; \\
 U_4 &= R_4 I_4 + L_4 \frac{dI_4}{dt} + M_{4,1} \frac{dI_1}{dt} + M_{4,2} \frac{dI_2}{dt} + M_{4,3} \frac{dI_3}{dt} + M_{4,5} \frac{dI_5}{dt} + M_{4,6} \frac{dI_6}{dt} + M_{4,8} \frac{dI_8}{dt} + M_{4,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{4,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}; \\
 U_5 &= R_5 I_5 + L_5 \frac{dI_5}{dt} + M_{5,1} \frac{dI_1}{dt} + M_{5,2} \frac{dI_2}{dt} + M_{5,3} \frac{dI_3}{dt} + M_{5,4} \frac{dI_4}{dt} + M_{5,6} \frac{dI_6}{dt} + M_{5,8} \frac{dI_8}{dt} + M_{5,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{5,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}; \\
 U_6 &= R_6 I_6 + L_6 \frac{dI_6}{dt} + M_{6,1} \frac{dI_1}{dt} + M_{6,2} \frac{dI_2}{dt} + M_{6,3} \frac{dI_3}{dt} + M_{6,4} \frac{dI_4}{dt} + M_{6,5} \frac{dI_5}{dt} + M_{6,8} \frac{dI_8}{dt} + M_{6,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{6,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}; \\
 U_8 &= R_8 I_8 + L_8 \frac{dI_8}{dt} + M_{8,1} \frac{dI_1}{dt} + M_{8,2} \frac{dI_2}{dt} + M_{8,3} \frac{dI_3}{dt} + M_{8,4} \frac{dI_4}{dt} + M_{8,5} \frac{dI_5}{dt} + M_{8,6} \frac{dI_6}{dt} + M_{8,P} \frac{dI_P}{dt} + M_{8,OH} \frac{dI_{OH}}{dt}.
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

где $M_{i,j}$ – взаимные индуктивности i и j -й обмоток, L_i и R_i – индуктивность и сопротивление i -й обмотки, U_i – требуемые напряжения источников питания, обеспечивающие заданную программу изменения тока в обмотках.

Требуемые программы изменения токов в обмотках управления, приведенные на рис. 5.1, взяты из документа «Проект КТМ. Инженерный сценарий рабочего импульса установки КТМ. Расширенное описание» (НТЦ Синтез, 2003.11.19).

Необходимые для расчетов значения сопротивлений, индуктивностей и взаимных индуктивностей обмоток управления приведены в разделе 4 и представлены в табл. 4.2.

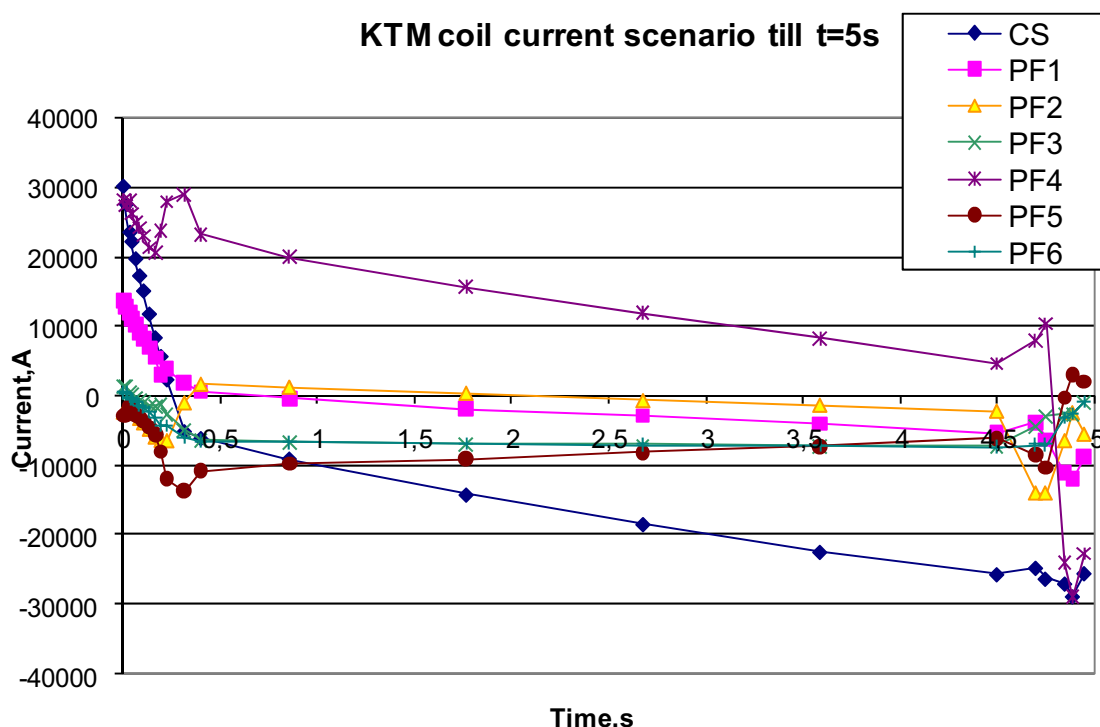


Рис. 5.1. Программы токов для управляющих обмоток

Расчетная модель реализована в программном пакете MatLab Simulink 6,5 и находится в файле с именем `ems_pf6_oh.mdl`). Общий вид модели показан на рис. 5.2. Модель состоит из нескольких функциональных блоков (подпрограмм).

Блок 1 – Parameters. Блок предназначен для задания исходных параметров для модели: сопротивлений, индуктивностей и взаимных индуктивностей катушек управления, индуктора и плазмы. Структура блока представлена на рис. 5.3. Блок в основном состоит из элементов задания сопротивлений, индуктивностей и взаимных индуктивностей. Задатчики сопротивлений окрашены в синий цвет, задатчики индуктивностей – в зелёный, задатчики взаимных индуктивностей – в жёлтый цвет. Введенные параметры затем собираются в шины и передаются в другие вычислительные блоки.

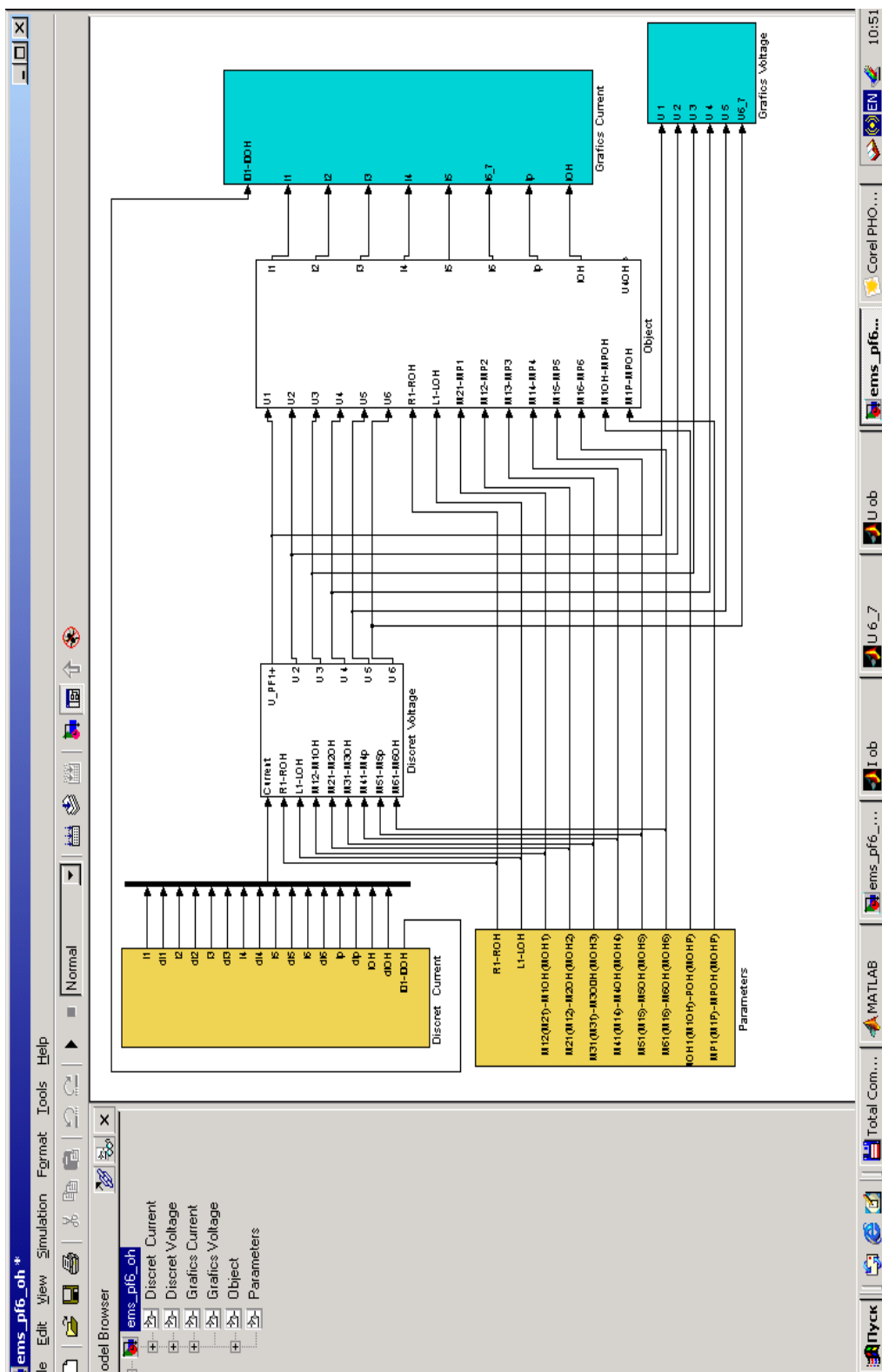


Рис. 5.2. Общая структура модели

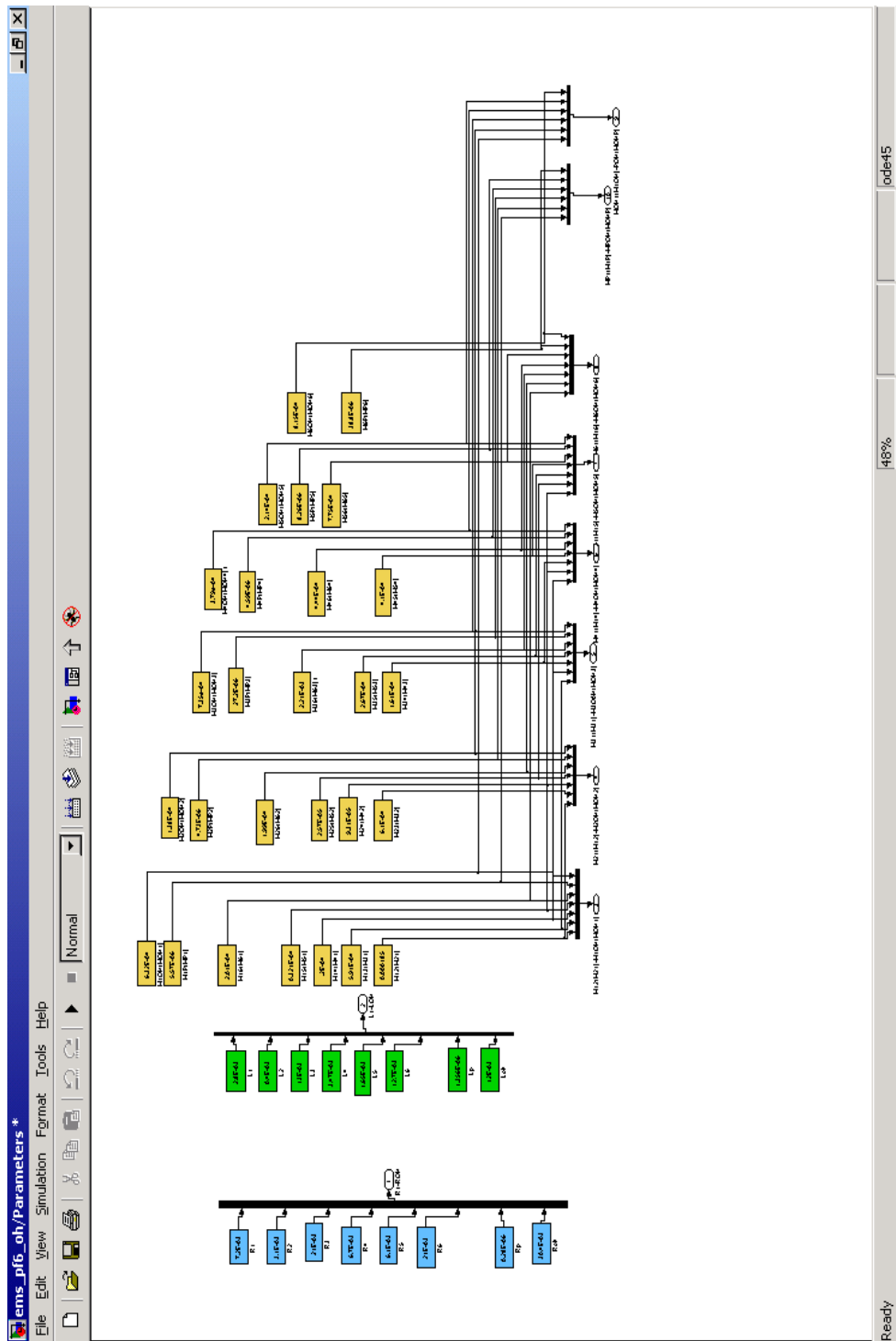


Рис. 5.3. Блок задания параметров

Блок 2 – Object. Блок имитирует работу взаимосвязанных катушек управления при влиянии взаимоиндукции плазмы и индуктора. Данный блок включает в себя модели семи катушек управления, индуктора и плазмы.

Входными значениями для него являются параметры катушек, индуктора и плазмы, значения их взаимной индукции, а также величины управляющих напряжений. Выходными значениями являются токи $I_1 - I_6$, I_{OH} и I_p .

Внутренняя для блока **Object** модель одной из катушек управления представлена на рис. 5.4. Остальные выполнены аналогичным образом.

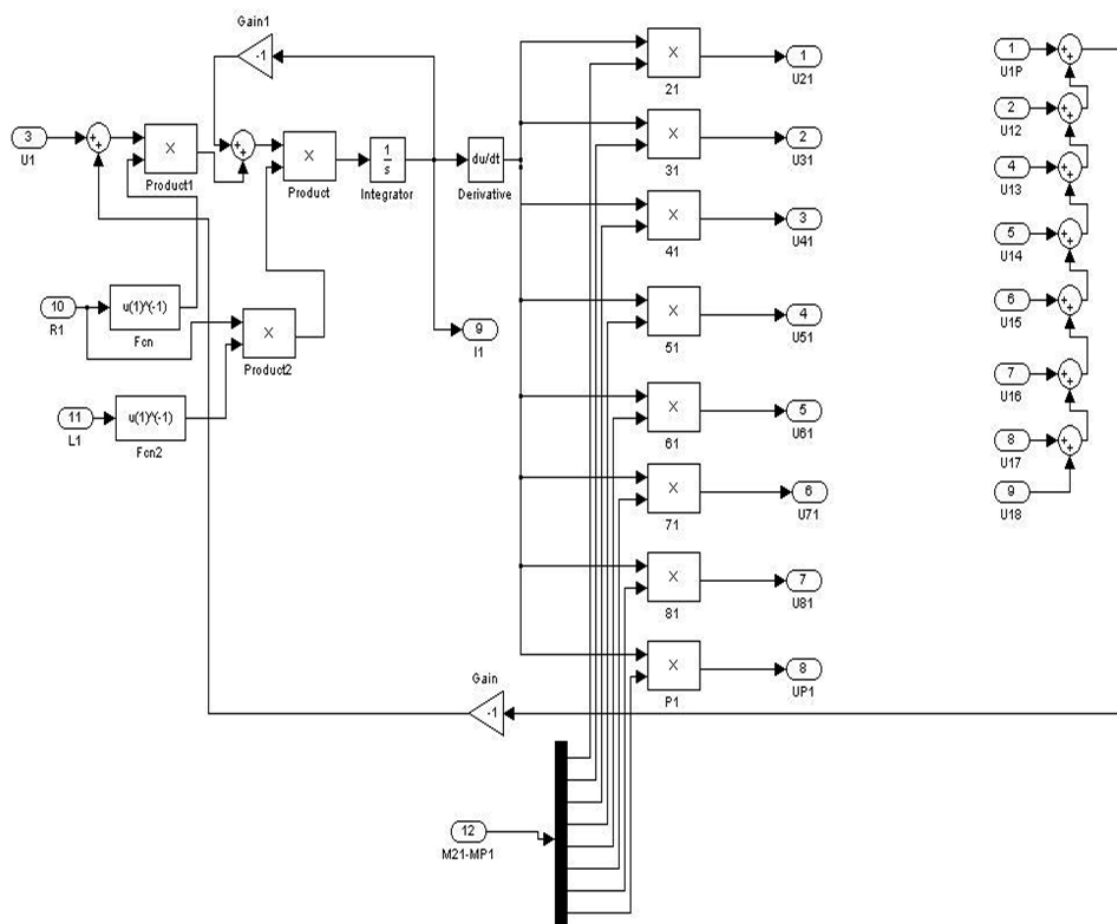


Рис. 5.4. Модель катушки управления

Модель катушки реализует передаточную функцию следующего вида:

$$W(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{Ls + R}, \quad (5.2)$$

В Simulink для создания такой передаточной функции имеется встроенный функциональный блок, однако все параметры задаются в нем статически. Поэтому мы вынуждены были отказаться от его использования в связи с необходимостью гибкого задания параметров ка-

тушек в отдельном блоке (**Parameters**) для упрощения работы с моделью. Для этого преобразуем формулу 2 к следующему виду:

$$\frac{I(t)}{U(t)} = \frac{1}{L \cdot \frac{d}{dt} + R}; \quad L \cdot \frac{dI(t)}{dt} + R \cdot I(t) = U(t); \quad (5.3)$$

$$\frac{dI(t)}{dt} = \frac{R}{L} \left(\frac{U(t)}{R} - I(t) \right); \quad (5.4)$$

$$I(t) = \frac{1}{S} * dI(t). \quad (5.5)$$

По формулам (5.4) и (5.5) и реализована модель катушки. Входные для приведенного блока параметры катушек помечены текстовым обозначением. Все обозначения в модели соответствуют обозначениям выражения (5.1).

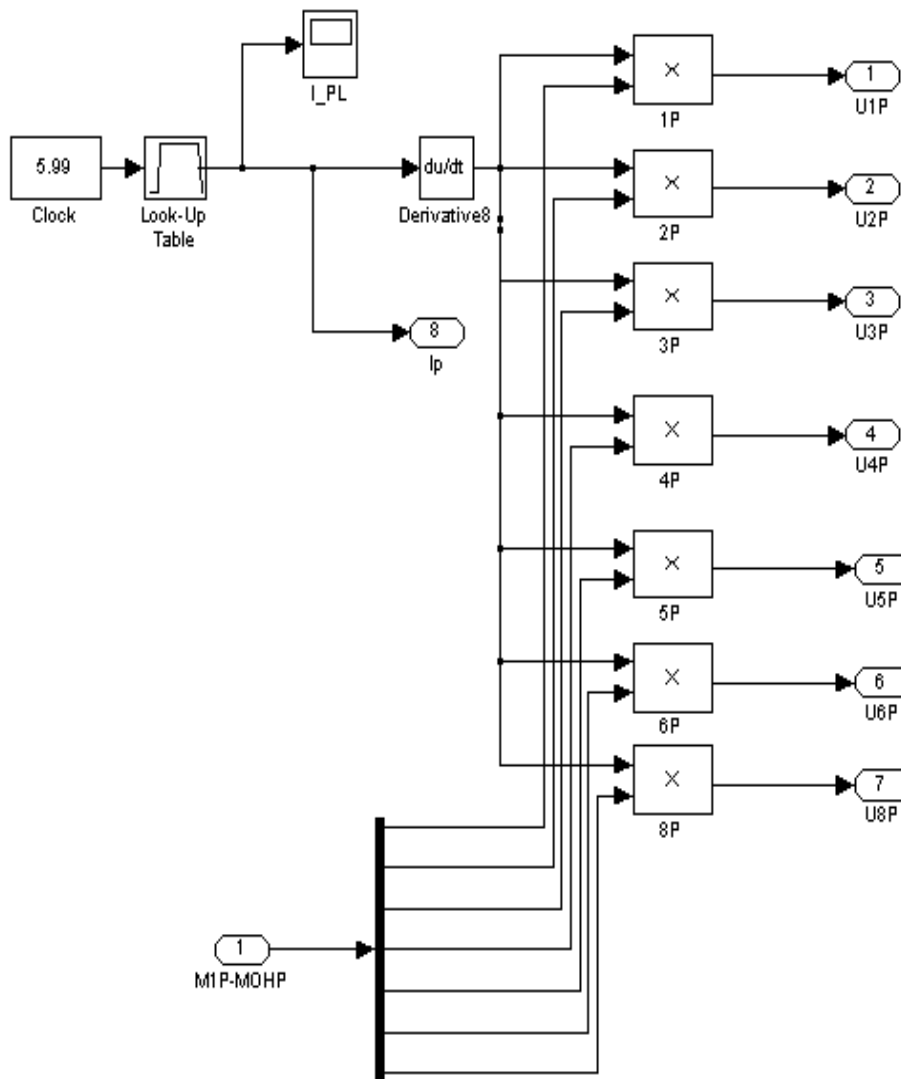


Рис. 5.5. Модель тока плазмы

Величины э.д.с. взаимной индукции, наводимые в других обмотках током текущей катушки, вычисляются, используя стандартный блок определения производной для тока с последующим умножением на коэффициенты взаимной индукции.

Таким образом, на выходе блока получаем значения тока протекающего в данной катушке и величины э.д.с. взаимной индукции, наводимые в оставшихся шести обмотках, индукторе и плазме.

Модель тока плазмы, представленная на рис. 5.5, выполнена несколько иначе от моделей других катушек. В модели плазменного витка не учитываются процессы передачи энергии из индуктора и других обмоток в плазму. Ток плазмы задается в виде функциональной зависимости, вид которой определен в [1].

Блок 3 – Discrete Current. Блок задания желаемых законов изменения токов в обмотках управления представлен на рис. 5.6.

В данном блоке решаются две задачи: задание желаемых программ токов в обмотках и дискретизация токов по времени (шаг квантования задается в блоке **Discrete**). Дискретизация необходима для моделирования реальных транспортных задержек выпрямителей при отработке управляющих воздействий. Величина шага дискретизации по времени задана равной 3 мс.

В блоке обеспечивается выполнение подпрограмм, задающих желаемые законы изменения токов в обмотках управления (подпрограммы **I₀₁-I_{0н}**). Возможно также отключение/включение каких-либо обмоток путем задания констант 0/1 для операций умножения выходных сигналов подпрограмм **I₀₁-I_{0н}**.

Выходными сигналами подпрограмм **I₀₁-I_{0н}** (рис. 5.7) являются изменяющиеся в модельном времени функции желаемых токов в обмотках. Здесь также вычисляются и производные токов, необходимые для расчетов управляющих напряжений в следующем блоке модели.

Задание требуемого закона изменения токов в обмотках управления, индуктора и плазмы осуществляется с помощью стандартного блока **Look-Up Table**. Блок предназначен для построения линейной интерполяционной зависимости по узловым точкам таблично заданной функции.

Параметрами этого блока являются вектор входных значений и вектор выходных значений. Вектор задается в виде $[t_1 \ t_2 \ t_i \ t_n]$ значений, которые вводятся через пробел в квадратных скобках. В нашем случае вектором входных значений является время, в течение которого происходит изменение сценария тока в обмотках управления, индуктора и плазмы, а значениями выходного вектора являются величины тока, соответствующие моментам времени из вектора входных значений. Количество вводимых входных и выходных значений должно совпадать.

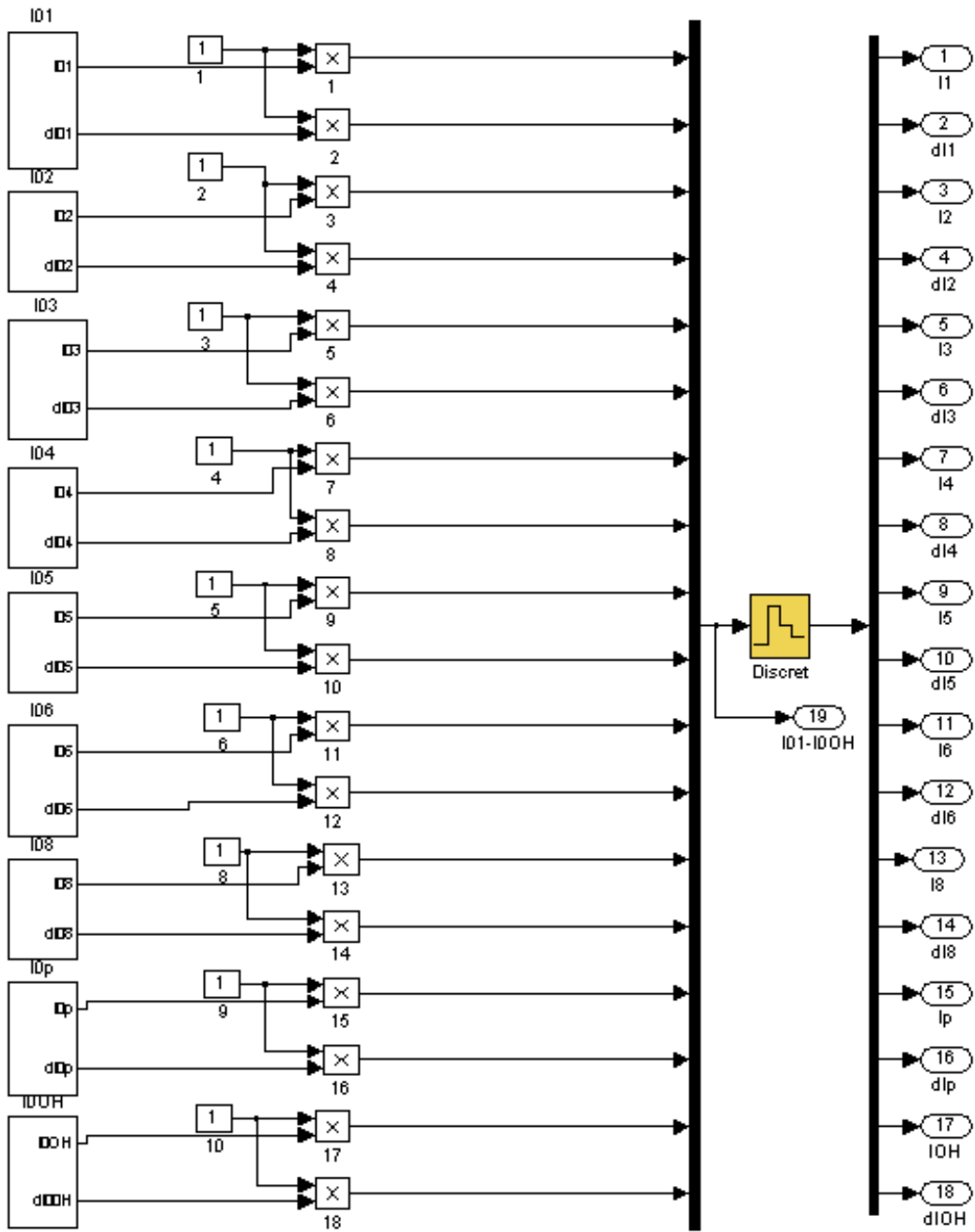


Рис. 5.6. Блок задания программ изменения тока

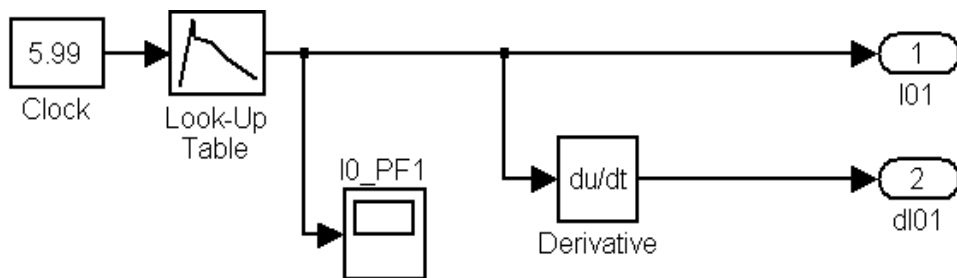


Рис. 5.7. Подпрограмма задания тока IO₁

Блок 4 – Discrete Voltage. Блок предназначен для вычисления управляющих напряжений. На выходе данного блока, по указанным ранее электротехническим формулам (5.1), получаем управляющие напряжения, необходимые для поддержания требуемых законов изменения токов. Пример расчета напряжений для одной из катушек приведен на рис. 5.8.

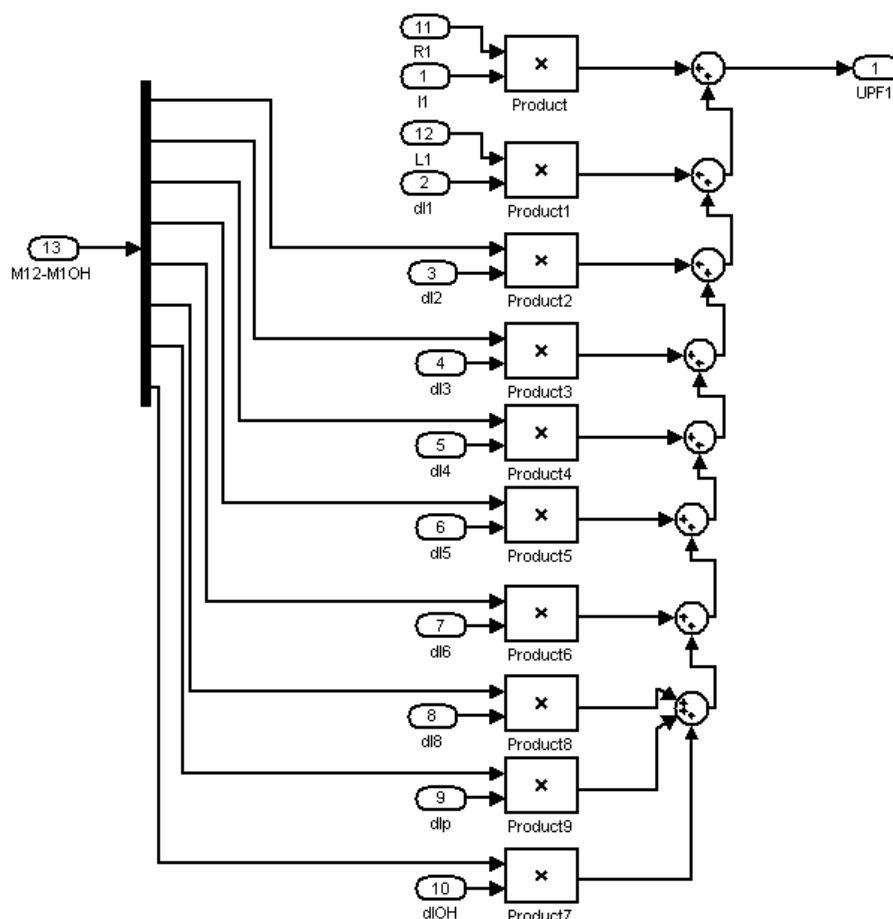


Рис. 5.8. Расчет управляющих напряжений

Для вычисления управляющих напряжений используются в качестве входных такие значения как текущий ток в данной обмотке, производные токов во всех других обмотках и плазме, а также параметры катушки (R , L) и величины взаимной индукции с другими катушками. Полученные в результате значения напряжений подаются на уже ранее описанный блок **Object**. При этом вид получаемых функций напряжения можно наблюдать в блоке **Graphics Voltage**. Реакцию объекта на заданные напряжения (вид функций тока) можно наблюдать в следующем блоке.

Блок 4 – Graphics Current. Блок предназначен для просмотра полученных токов и сравнения их с заданными программами токов. Вид блока 4 представлен на рис. 5.9.

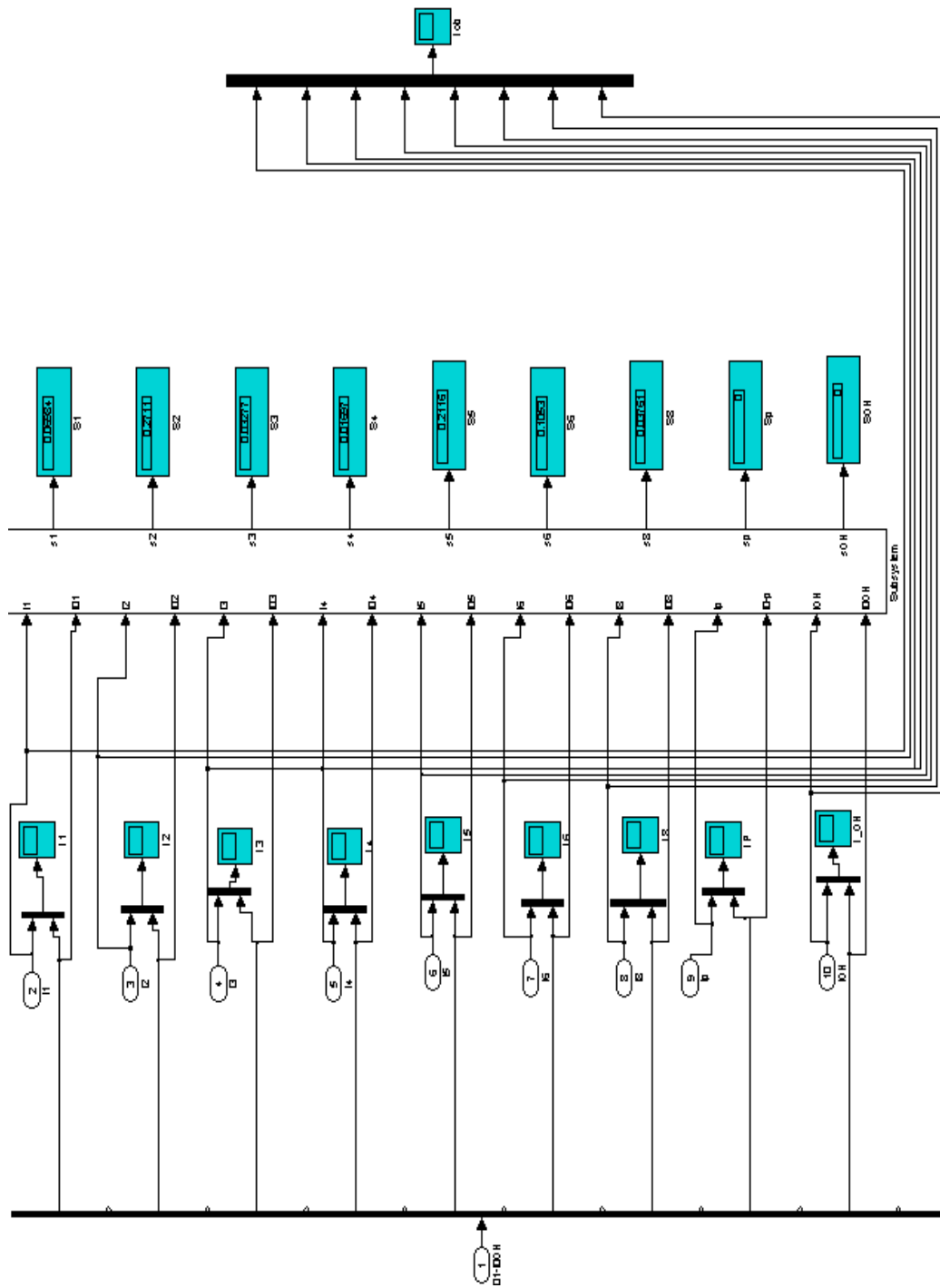


Рис. 5.9 Блок просмотра токов

Здесь на соответствующих осциллографах отображаются полученные и заданные значения токов в катушках. Также имеется блок **Subsystem**, обеспечивающий вычисление среднеквадратичной ошибки поддержания токов.

Расчет погрешности осуществляется по следующей формуле:

$$S_i = \sqrt{\frac{\int_0^T (I_{oi}(t) - I_i(t))^2 dt}{T}}, \quad (5.6)$$

где $I_{oi}(t)$ – заданный закон изменения тока в i -ой катушке; $I_i(t)$ – реальный закон изменения тока в i -ой катушке; T – время протекания процесса (6 с).

В модели данная формула реализована следующим образом (рис. 5.10).

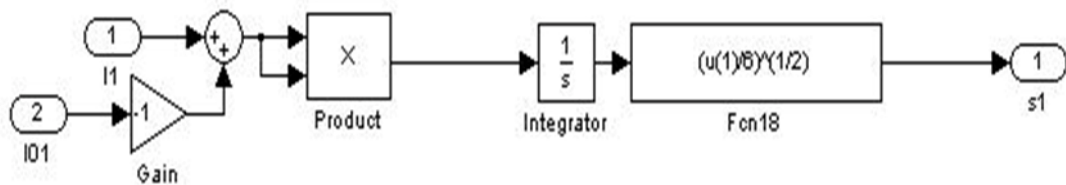


Рис. 5.10

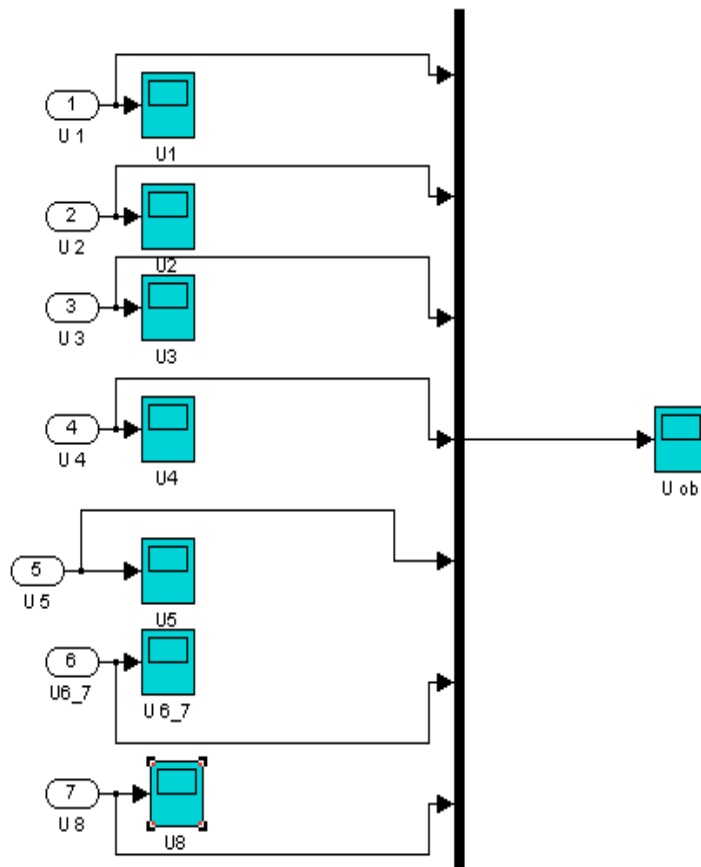


Рис. 5.11. Блок представление напряжений

По истечению времени симуляции процесса полученное значение среднеквадратичной погрешности отображается на соответствующем дисплее.

Блок 5 – Graphics Voltage. Блок представления полученных напряжений в обмотках управления, представлен на рис. 5.11. Структура блока очень проста и не требует пояснений.

5.2. Руководство пользователя

1. Открыть рабочий файл в среде Matlab.
2. В подпрограмме **Parameters** задать соответствующие параметры катушек и плазмы.
3. В блоке **Discrete Current** (подпрограммы **I₀₁-I_{0н}**) задать требуемые программы изменения токов в управляющих обмотках.
4. В подпрограмме под названием **Discrete**, расположенной в блоке **Discrete Current**, задать шаг дискретизации;
5. Запустить эмуляцию;
6. По окончании времени эмуляции вид сигналов управляющих токов и напряжений, а также погрешности, характеризующие точность поддержания токов, можно наблюдать в соответствующих блоках **Graphics Voltage** и **Graphics Current**.

5.3. Результаты численного эксперимента

Моделирование проводилось для программ напряжений, изображенных на рис. 5.12. Поскольку в исходных данных отсутствует информация о программе ввода тока в обмотки PF перед разрядом, считаем, что ввод тока в обмотки PF начинается за 1 с до разряда одновременно с вводом тока в индуктор.

Требуемые для поддержания этих токов напряжения показаны на рис. 5.13. По кривым напряжений видно, что для обеспечения заданных токов, особенно на временном интервале разряда индуктора и роста тока плазмы, необходимы источники питания, обеспечивающие запасы по напряжениям в соответствии с табл. 5.1.

Таблица 5.1

Требуемые напряжения источников питания

	U _{max+} , V	U _{max-} , V
PF1	175	-250
PF2	2,5	-69
PF3	253	-713
PF4	585	-1301
PF5	82	-248
PF6	418	-670

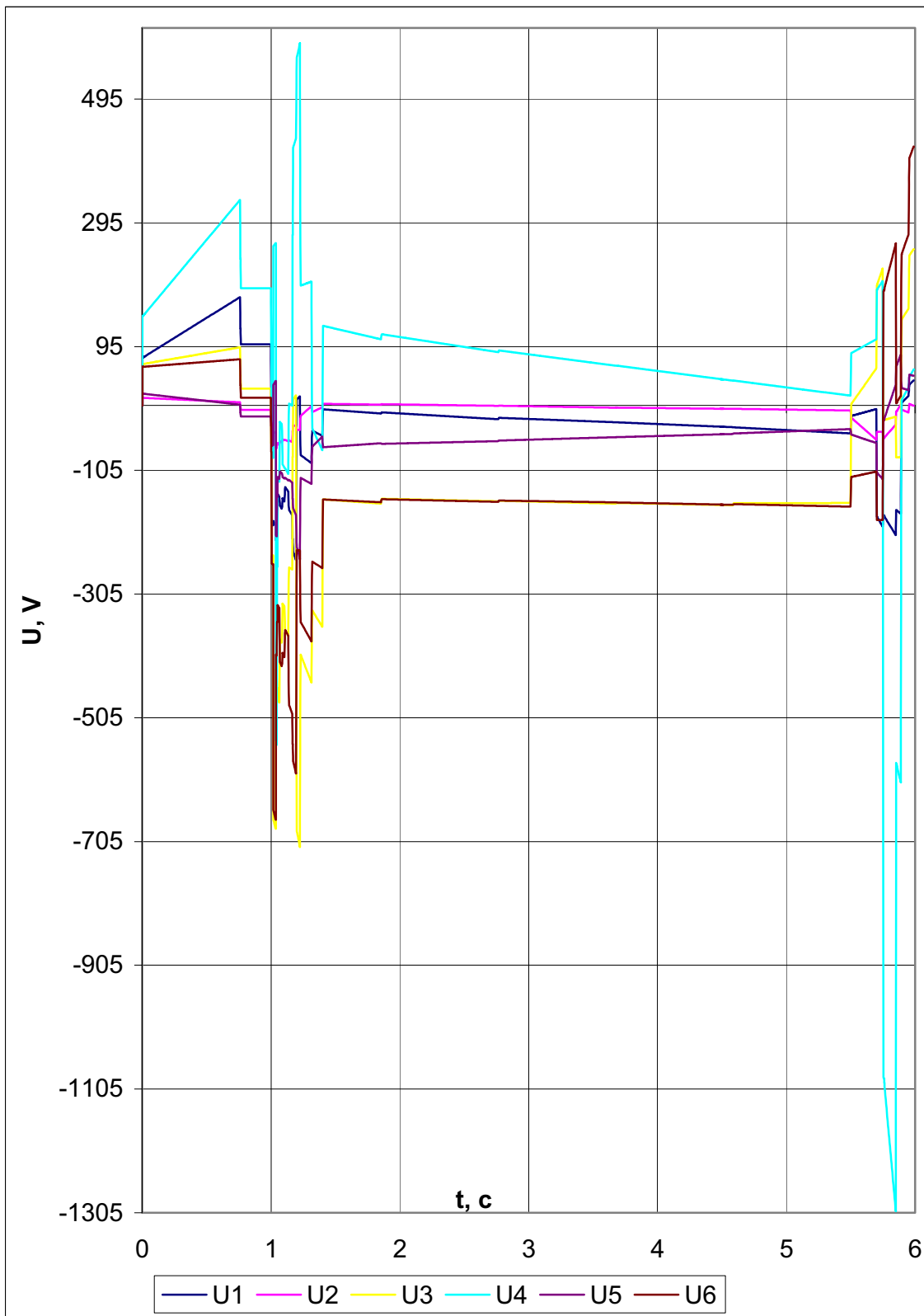


Рис. 5.12. Требуемые напряжения

Здесь также необходимо отметить ограничения модели:

- не учитываются токи, наведенные в витках пассивной стабилизации и вакуумной камере;
- не учитывается, что в течение разряда изменяются сечение плазменного шнура, его положение относительно обмоток электромагнитной системы и распределение плотности тока по сечению шнура;
- не учитывается, что ток плазмы может изменяться (или даже срываться) с постоянными времени МГД – процессов, которые лежат в микросекундном диапазоне, индуцируя в обмотках высокие напряжения [14].

Так как оценочное время токового срыва в токамаке КТМ имеет порядок нескольких миллисекунд [15], то перенапряжения в обмотках могут достигать 20 кВ. Для того чтобы защитить обмотки и источники питания СЭП от таких перенапряжений, в цепях подключения обмоток к источникам питания следует установить ограничители напряжения (например, варисторы) или автоматические отключающие элементы.

6. ОБЩАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ТОКАМАКА КТМ

Модель разработана в двух вариантах: полная модель системы электропитания (total_modser_v3.mdl) и модель системы только с двумя источниками питания для обмоток TF и ОН (modser_oh_tf.mdl). Главный экран модели представлен на рис. 6.1.

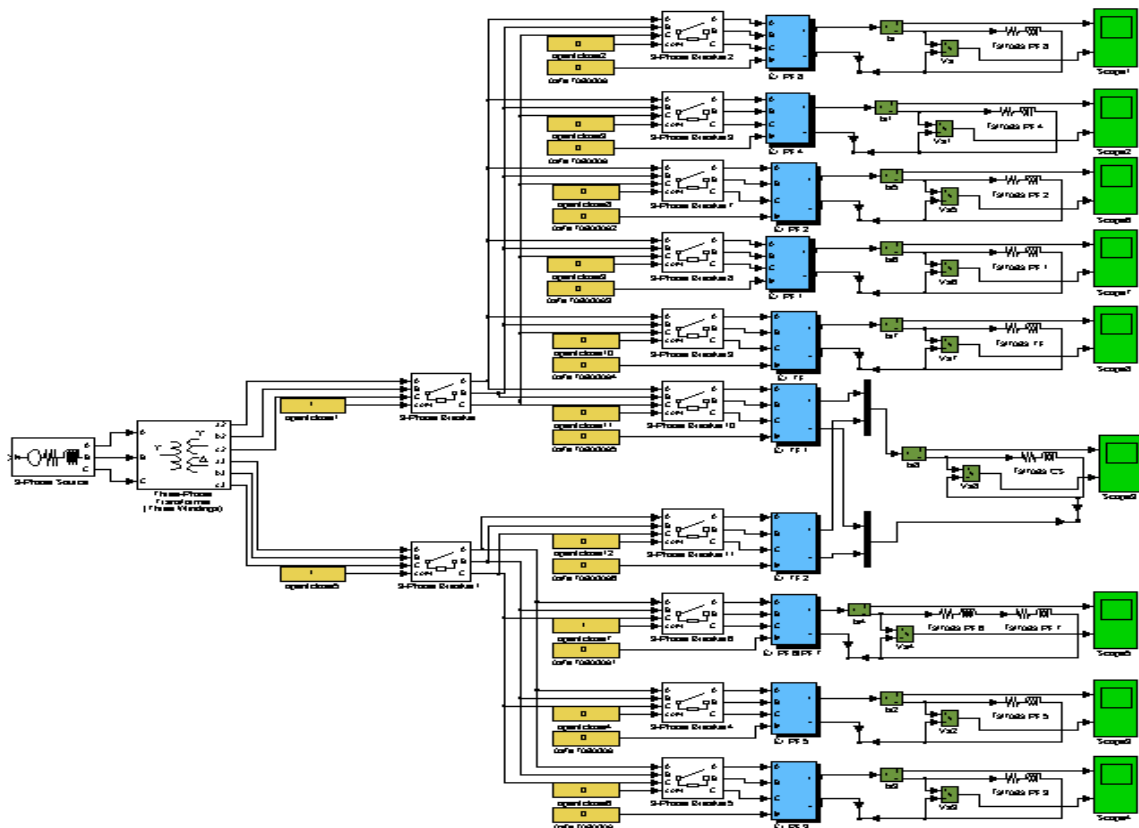


Рис. 6.1. Главный экран модели

Данный экран модели включает: линию электроснабжения 220 кВ, трансформатор 220/10 кВ, трехфазные ключи и источники питания обмоток (на экране показаны синим цветом). Каждый источник питания представляет собой подпрограмму. Внутренняя структура подпрограммы для одного из источников питания показана на рис. 6.2. Модель источника питания включает блоки анодных трансформаторов, схемы выделения моментов пересечения фазных напряжений, схемы формирования импульсов управления на тиристоры и блоки, моделирующие работу трехфазных выпрямительных мостов. Каждый источник питания может быть подключен/отключен от сис-

темы электропитания путем задания константы 1/0, задающей состояние трехфазного ключа. Для каждого источника питания можно также задавать угол открытия тиристоров. Задание угла выполняется при помощи константы подключенной к входу «in» источника питания. На графические индикаторы выводятся осциллограммы изменения выходного тока (верхний график) и напряжения (нижний график) источника питания.

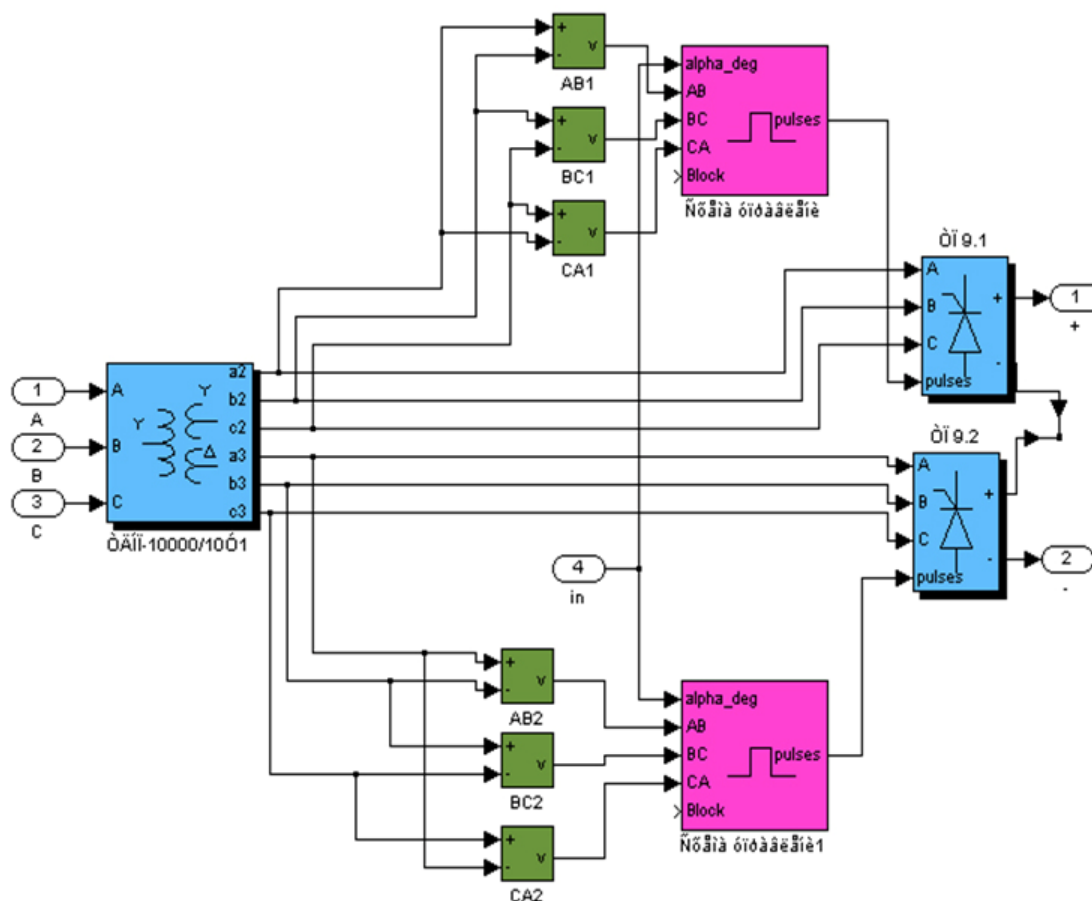


Рис. 6.2. Структура подпрограммы, моделирующей источник питания

Расчеты для этой модели проводились на ПЭВМ с процессором Р-III (1,2 ГГц). На модели не удалось получить результатов за приемлемое время. За 24 часа непрерывной работы просчитано 0,03 с модельного времени. Для дальнейшего использования модели необходимо устранить ее излишнюю детализацию и выполнить упрощение с целью ускорения расчетов. Результаты работы модели с двумя источниками питания для обмоток ТФ и ОН (СS) показаны на рис. 6.3. Из полученных зависимостей напряжения и тока на выходе ИП можно сделать вывод, что ввод тока в обмотки ТФ и СS выполняется в течение 1 с, при этом величина тока в обмотке СS не достигает требуемого значения в 40 кА. Падение напряжения U_d составляет в обоих случаях порядка 30 %.

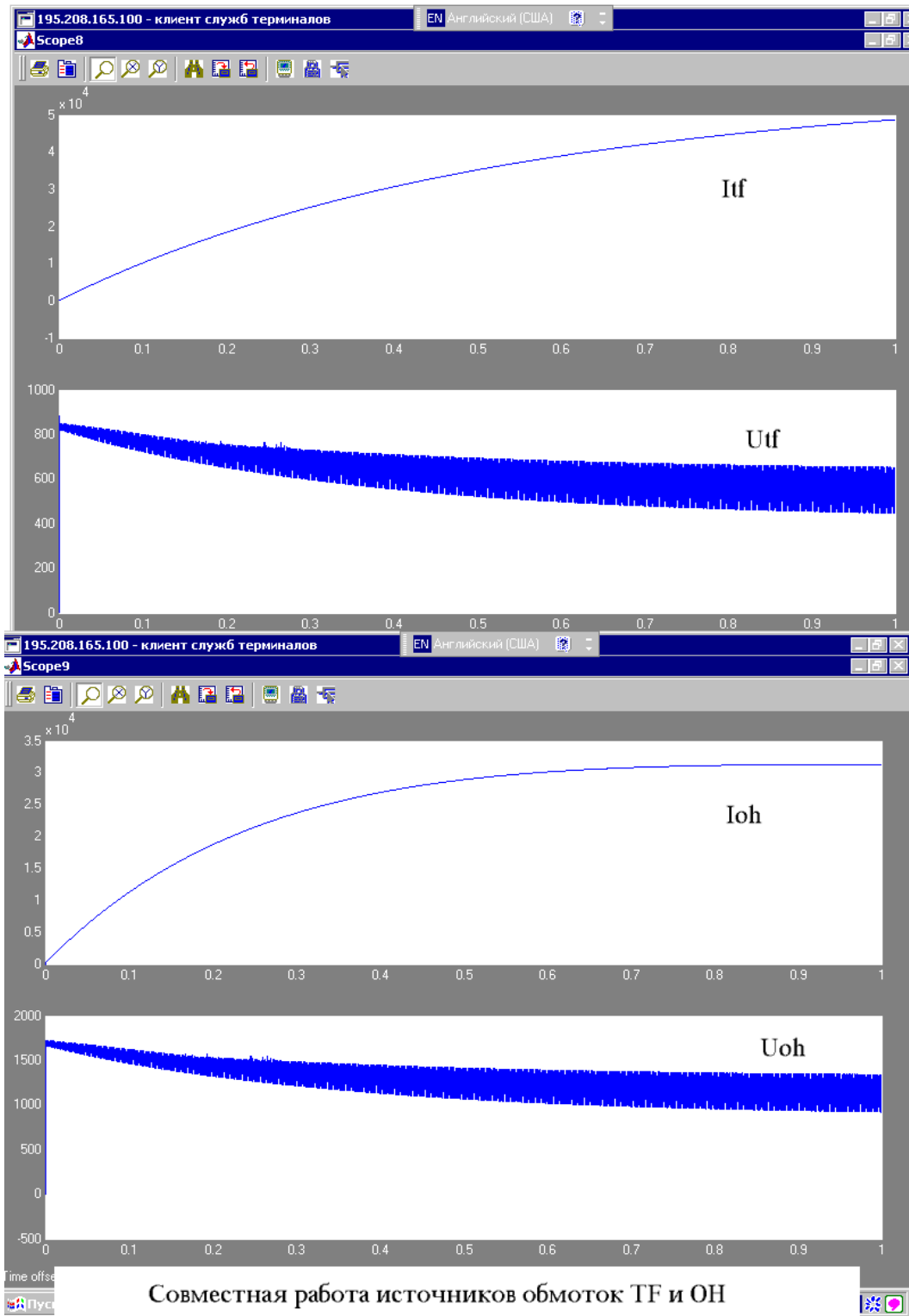


Рис. 6.3. Результаты моделирования системы электропитания токамака КТМ

В заключение следует отметить, что полномасштабное моделирование системы электропитания КТМ с использованием пакета Simulink является достаточно трудоемкой процедурой по причине низкой скорости решения. Поэтому в дальнейшем для решения этой задачи следует рассмотреть возможность использования специализированных пакетов моделирования. Среди таких пакетов можно выделить следующие:

- ЕМТР¹ – программа улучшенного анализа переходных процессов для имитационного моделирования электромагнитных переходных процессов и гармонического анализа, ориентированная на решение инженерных задач в таких областях как обеспечение качества электропитания, защита от разряда молний, проверка изоляции, переключение конденсаторных батарей, феррорезонанс, силовая электроника в системах электропитания.
- HYPERSYM – полностью цифровая система имитационного моделирования реального времени для выполнения глубокого анализа электромагнитных и электромеханических процессов в трехфазных цепях. Разработан фирмой IREQ (Исследовательский институт Hydro-Quebec, Канада²) для решения комплексных задач передачи и распределения электроэнергии, обладает уникальными характеристиками, которые выделяют данный продукт среди других систем моделирования. Технология Hupersim объединяет в единую среду моделирования программное обеспечение для имитационного моделирования электромагнитных переходных процессов, динамических процессов и процессов стабилизации напряжения. Hupersim позволяет моделировать:
- Системы переменного напряжения (электромагнитные переходные процессы, стабильность переходных процессов и динамических режимов работы, стабильность напряжения).
- АС/DC взаимовлияние.
- Специализированное мощное электрооборудование.
- Техника высоких напряжений (печи с нагревом электрической дугой и т. д.)

¹ <http://www.emtp96.com>

² <http://www.hydroquebec.com>

7. ОБЩИЕ СТРУКТУРНЫЕ РЕШЕНИЯ ПО СИСТЕМАМ ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ И СИНХРОНИЗАЦИИ СЭП ТОКАМАКА КТМ

Система электропитания (СЭП) токамака КТМ представляет собой сложный взаимосвязанный комплекс источников питания большой установленной мощности. Характеристики нагрузок и режимы ввода энергии в них также существенно различаются.

Поэтому при проектировании системы управления всем комплексом электротехнического оборудования токамака важно обеспечить эффективное взаимодействие систем цифрового управления источниками питания между собой и с верхними уровнями СУП токамака в процессе плазменных разрядов.

При этом общие структурные решения по системам управления СЭП должны предусматривать решение следующих задач:

1. Выполнение обмена данными между подсистемами управления, использующими источники питания в качестве исполнительных механизмов. Для этого, главным образом, должна быть обеспечена высокоскоростная связь в течение плазменного разряда систем управления источниками питания обмоток электромагнитной системы с системой управления плазмой, которая централизованно отслеживает сценарий разряда и передает к контроллерам источников питания «уставки» по напряжению на обмотках электромагнитной системы.

2. Синхронизация работы источников питания в процессе разряда как с изменениями напряжений питающей сети, так и с фазами плазменного разряда в токамаке. Задача синхронизации также включает автоматическое включение, отключение источников питания, изменение режимов их работы, которые производятся в соответствии с общей временной диаграммой, определяемой системой управления плазмой. Описание основных фаз плазменного разряда в токамаке КТМ и примеры временных диаграмм приведены в [2].

3. Защита источников питания от аварийных ситуаций, возникающих как внутри какого-либо из источников, так и вне системы электропитания, например обусловленных срывами плазмы, нарушением герметичности камеры, перегревом конструктивных элементов и т.п. При этом защитные действия в каждом отдельном источнике питания должны выполняться согласованно с их одновременным отключением (выводом энергии из обмоток ЭМС).

На чертежах КТМ 03.001.003.ТП и КТМ 03.001.004.ТП приведены общие структурные схемы системы управления СЭП токамака КТМ и синхронизации с питающей сетью, разработанные в соответствии с вышеизложенными принципами. Важно отметить, что схема синхронизации СЭП с питающей сетью для транспортировки кодов синхронизации к контроллерам источников питания предполагает использование оптических каналов и блоков (центрального блока синхронизации (ЦБС) и модулей локальной синхронизации (ЛМС)) основной системы синхронизации токамака КТМ. Такое решение должно дать и экономический выигрыш, и обеспечить надежную синхронную работу всего преобразовательного комплекса токамака в каждой из фаз плазменного разряда.

Также необходимо обратить внимание на использование радиальных схем сетевых коммуникаций для передачи данных между контроллерами ИП и системой управления плазмой (СУП), центральным блоком синхронизации (ЦБС) и системой противоаварийной защиты. Это должно гарантировать отсутствие случайных задержек при передаче информации в процессе работы системы управления.

Данные о значениях токов и напряжений в обмотках электромагнитной системы поступают в СУП из подсистемы сбора данных с датчиков электромагнитной диагностики и используются при расчете уставок для контроллеров источников питания. Таким образом организуется обратная связь по току и напряжению для всех источников питания и обеспечивается возможность включения источников питания в контуре управления током, положением и формой плазмы.

8. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ ОБМОТОК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ ТОКАМАКА КТМ

На основании данных эскизного проектирования источников питания обмоток электромагнитной системы (ЭМС), приведенных в /1/, была проведена разработка систем цифрового управления (СЦУ) ИП обмоток ЭМС. Основными критериями, использованными при разработке СЦУ, были приняты:

1. максимальное использование стандартных типовых решений при разработке схем управления;
2. использование технологий программно-аппаратной реализации схем управления, применяемых в современной преобразовательной технике и электротехническом оборудовании;
3. максимальное удовлетворение техническим требованиям, предъявляемым со стороны технологии проведения экспериментов на термоядерных установках, а также физики плазменных процессов.

Предлагаемые варианты структурных схем СЦУ приведены на чертежах КТМ 03.001.005.ТП.-КТМ 03.001.013.ТП. Все схемы построены на основе управляющего контроллера, который имеет типовой состав модулей, таких как:

- модуль центрального процессорного устройства (ЦПУ), который обеспечивает общее управление источником питания и поддерживает взаимодействие по цифровым каналам связи с вышестоящими системами СУП и ПАЗ, а также с микропроцессорными блоками MicroLogic по сети Modbus;
- локальный модуль синхронизации (ЛМС) предназначен для приема кодов синхронизации с питающей сетью и команд об изменении фаз плазменного разряда;
- модули управления тиристорными преобразователями (МУП), выполненные на основе отдельного микроконтроллера с целью независимой программно-аппаратной реализации алгоритма импульсно-фазового управления;
- модуль реверсирования тока и защитного отключения, обеспечивающего формирование сигналов дискретного управления защитными тиристорами ИП;

- модуль аналого-цифрового преобразователя (АЦП), который конструктивно также может входить в состав МУП и выполнять измерение значений тока и напряжения на выходе каждого преобразователя (реализация АЦП будет определена после более детальной разработки модуля МУП и макетирования ИП).

ЛСУ имеют также в своем составе многоканальный блок питания, обеспечивающий гальванически раздельное питание схем поджига тиристоров (МПТ) и модулей самого контроллера. Количество каналов в источнике питания определяется количеством ключевых элементов и их включением в схему ИП. Общая установленная мощность блока питания для каждой СЦУ должна быть определена на этапе разработки рабочей документации.

Конструктивное исполнение СЦУ предполагает размещение всех модулей контроллера в стойку управления стандартного размера, отнесенную от силовой части ИП на расстояние 3-5 м. Передача управляющих сигналов к управляющим электродам тиристоров при этом выполняется по оптоволоконным линиям, что должно обеспечить высокую помехозащищенность управляющих схем.

9. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ ОБМОТКИ НФС

9.1. Структурная схема и характеристики ИП обмотки НФС

Структурная схема источника питания обмотки НФС приведена на чертеже КТМ 03.001.0014.ТП. Характеристики источника питания обмотки НФС следующие:

- нагрузка: две обмотки НФС+, НФС– включены последовательно, магнитно встречно; $R_{\text{н}} = 5,8 \text{ мОм}$, $L_{\text{н}} = 16,7 \text{ мГн}$;
- элементы структуры ИП: трансформатор пятиобмоточный 10/0,4 кВ, неуправляемые выпрямители, однофазный инвертор напряжения на IGBT-транзисторах;
- диапазон изменения выходного тока $I_{\text{вых.макс.}} = \pm 2 \text{ кА}$;
- максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых.мах.}} = 2400 \text{ В}$;
- выходной сигнал двуполярный;
- длительность непрерывной работы 5 с, периодичность работы 10 мин.
- частота переключения инвертора $f_{\text{инв.}} = 10 \text{ кГц}$;
- управление выходным напряжением инвертора с помощью ШИМ-сигнала;
- способ управления инвертором поочередный.

9.1.1. Выбор элементной базы

Автоматический выключатель

Автоматические выключатели Р1-Р4 предназначены для отключения преобразовательных устройств источника от силового трансформатора для предотвращения повреждения выпрямительных диодов и транзисторов инвертора. В качестве такого выключателя предлагается использовать автоматический выключатель фирмы Schneider Electric Masterpact NW20 НЗ.

Автоматический выключатель Masterpact NW20 НЗ имеет характеристики, представленные в табл. 1 приложения А.

Данный выключатель имеет два уровня защиты: по допустимому сквозному току (65 кА), токовая отсечка (150 кА). Время выключения – 25 мс. Предлагается использовать выкатной аппарат.

Блок контроля и управления автоматическим выключателем

В комплекте с автоматическим выключателем предлагается использовать блок контроля и управления Micrologic, что позволит интегрировать выключатель в общую систему управления источником питания с целью его синхронного отключения и диагностики силовой части источника.

Существует несколько видов блоков Micrologic, которые существенно отличаются между собой. Функциональные возможности блоков указаны в их обозначении.

В нашем случае достаточно обеспечить базовую защиту, т. е. защиту от перегрузок и токовой отсечки. Соответственно необходимо взять блок контроля и управления Micrologic 2.0.

Блоки также различаются по типам измерений. Рассмотрим возможные варианты. Micrologic A с функцией «амперметр». Данный блок контроля и управления обеспечивает следующие функции:

- защиты:
 - защита от перегрузок (срабатывание по действующему значению тока);
 - защита от коротких замыканий (селективная токовая и мгновенная токовая отсечка);
 - защита от замыканий на землю (защита типа «небаланс» или «возврат тока по заземлителю»);
 - защита нейтрали (только в случае четырехполюсного автоматического выключателя);
- измерения:
 - действующие значения токов.

Помимо этого осуществляется сигнализация повреждений.

Micrologic P с функцией «контроль мощности». Этот блок может выполнять те же функции, что и предыдущий, а также осуществлять контроль мощности и параметрирование аварийной сигнализации и других защит. Другие защиты включают:

- двойная регулировка;
- регулировка IDMTL.

Измерения: блок Micrologic P вычисляет в реальном времени все электрические величины (В, А, Вт, вар и т. д), коэффициенты мощности и коэффициенты амплитуды, также вычисляет средние значения тока и мощности за регулируемый промежуток времени. Данный блок осуществляет протоколирование событий, 10 последних отключений и 10 последних аварийных сигналов регистрируются в двух отдельных хронологических протоколах.

Micrologic H с функцией «контроль гармоник». Кроме функций, реализуемых блоком Micrologic P, блок Micrologic H обеспечивает:

- точный анализ качества энергии с вычислением гармоник и основных составляющих;
- содействие диагностике и анализу события с записью параметров тока и напряжения и программированием персонализируемых аварийных сигналов для отслеживания и анализа аварийных режимов в сети.

Все перечисленные выше блоки контроля и управления поддерживают дополнительную функцию передачи данных COM, которая совместима со всеми автоматическими выключателями, и посредством чего можно установить связь с управляющим компьютером или контроллером через интерфейс MODBUS. Схема сопряжения блока контроля и управления с управляющим компьютером и микроконтроллером представлена на рис. 2 приложения А. Вне зависимости от типа блока контроля и управления данная функция обеспечивает:

- идентификацию аппарата;
- сигнализацию положения выключателя (в стойке/вне стойки);
- управление.

Кроме того, в зависимости от типа блока контроля и управления Micrologic дополнительная функция передачи данных COM обеспечивает:

- задание параметров защит, в частности, блок типа Micrologic H позволяет устанавливать программную генерацию кодов событий, например при отключении выключателя, с последующей их передачей в СЦУ источником питания;
- анализ параметров сети в процессе эксплуатации и техобслуживании.
- В источнике питания обмоток НФС необходимо измерять следующие параметры питающей сети:
 - ток;
 - напряжение.

Необходимо, чтобы каждое мгновенное значение тока сравнивалось с параметрируемыми нижним и верхним пороговыми значениями и при выходе за пороговое значение выработывался аварийно-предупредительный сигнал, сочетающийся с отключением выключателя, с записью параметров тока и напряжения и с выдачей сигнала отключения контура управления.

Перечисленные выше функции обеспечивает блок контроля и управления Micrologic типа H.

Как было сказано выше, в качестве блока контроля и управления выбирается Micrologic 2.0, но блок Micrologic 2.0 H в каталогах фирмы производителя отсутствует, поэтому в соответствии с требованиями, предъявляемыми к блокам контроля и управления автоматическим выключателям, в ИП обмотки НФС рекомендуется использовать выключатель типа Micrologic 5.0 H.

Следует отметить, что наличие программируемой аварийной сигнализации предполагает, что блок контроля и управления является источником инициативного сигнала. Значит, подключение блоков Micrologic к плате сбора данных и управления крейта контроллера ИП должно осуществляться по радиальной схеме. Подключение по шине также возможно, но данный тип подключения может привести к возникновению конфликта при одновременном отключении двух и более автоматических выключателей. Этот факт необходимо учесть при разработке структуры комплекса технических средств системы цифрового управления.

Транзисторные ключи

В качестве коммутирующих элементов для реализации инвертора предлагается использовать полностью управляемые ключи на основе IGBT-модулей, соединенные по мостовой схеме. Напряжение на входе инвертора $U_d = 2400$ В, но т. к. схема инвертора мостовая, то это напряжение делится между двумя плечами, включенными последовательно (два ключа всегда открыты). Поэтому могут быть выбраны IGBT-модули, рассчитанные на меньшие напряжения. IGBT-модули могут быть реализованы на основе одиночных ключей фирмы EUPEC FZ2400R17KF6 ($I_C = 2400$ А; $U_{CES} = 1700$ В) или на основе одиночных ключей FZ1200R17KF6 ($I_C = 1200$ А; $U_{CES} = 1700$ В), включенных параллельно в плече моста. Общее количество одиночных ключей необходимое для первого варианта составляет $n = 4$ шт., а для второго варианта – $n = 8$ шт. Второй вариант является более предпочтительным, т. к. в этом случае схема имеет запас по температуре и требования к схемам охлаждения инвертора будут менее жесткие.

Учитывая, что рабочее напряжение IGBT-модулей должно быть на 10–20 % ниже номинального, при использовании вышеуказанных модулей перенапряжение должно быть не более 3000 В.

Драйверы для IGBT-транзисторов

Драйверы для модулей такой мощности должны обладать рядом особенностей:

- иметь частоту переключения не менее 10 кГц, которая для данного случая является достаточно высокой;
- иметь гальваническую развязку цепей управления от силовой части на напряжение до 2400 кВ;
- желательно наличие встроенного источника питания;
- иметь малые временные задержки включения/отключения.

Перечисленным требованиям удовлетворяет драйвер типа 2ED300C17-ST фирмы EUPEC. Этот драйвер предназначен для полумостовой схемы, но может использоваться и для параллельно включенных модулей.

Тиристорные ключи

Основное назначение – включение балластного сопротивления в цепь нагрузки при выводе энергии из обмоток НФС, а также конденсатора во время нормального хода эксперимента и в случае аварийных ситуаций.

Блоки тиристорных ключей ТК1.1-ТК1.3 могут быть построены на основе мощных сетевых тиристоров в дисковых корпусах диаметром до 150 мм, рассчитанных на ток $I_{TRMSM} = 8130$ А и напряжение

$U_{DRM} = 8000$ В. Количество тиристоров будет составлять $n = 3$ шт.

R5 – разрядный (балластный) резистор, используется для гашения энергии при выводе тока из обмоток НФС.

R6 – разрядный (балластный) резистор, используется для гашения энергии при выводе напряжения из конденсатора С.

Конденсатор

Параметры конденсатора были подобраны экспериментальным путем по результатам моделирования, при этом учитывались следующие условия:

- перенапряжения в цепи не должны превышать 3000 В;
- ток в цепи $I_{max} = 2000$ А.

В ходе экспериментов было определено, что перенапряжения в цепи не превышают 3000 В при емкости конденсатора 22000 мкФ.

Такие характеристики имеет конденсатор фирмы EPCOS из серии МКК, с рабочим напряжением до 6300 В и рабочим током до 600 А. Чтобы добиться поддержки тока 2000 А необходимо использовать батарею конденсаторов, составленную из пяти параллельно включенных элементов с емкостью 4300 мкФ и рабочим током 400 А.

Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды используются для реализации неуправляемых трехфазных выпрямителей. Диоды должны быть рассчитаны на: напряжение 600 В, выходной ток 2000 А, обратный ток 2000 А. Для построения выпрямителей предлагается использовать диоды типа D2228N фирмы EUPEC, рассчитанные на напряжение $U = 800$ В и ток $I = 2230$ А. В одном блоке выпрямителя используется 6 диодов, соответственно для четырех мостов необходимо 24 диода.

Заказная спецификация на элементы силовой части источника питания обмотки НФС представлена в табл. 9.1.

Таблица 9.1

*Заказная спецификация на элементы источника питания обмоток
НФС токамака КТМ*

Наименование узла	Тип; хар-ки; фирма производитель	Фирма поставщик	Кол-во, шт	Ст-ть за 1 шт., EUR	Примечание
Автоматический выключатель	Masterpact NW20 НЗ; номинальный ток 2000А; Schneider Electric	Schneider Electric	4		
Блок контроля и управления	Micrologic 7.0 Н; измерение: тока, напряжения, мощности, контроль гармоник (до 51-ой); Schneider Electric	Schneider Electric	4		
Выпрямительные диоды	D2228N; 800 В, 2230 А; EUPEC	Smart Electronic	24		
Конденсатор	МКК; 4300 мкФ, 400 А, 3300 В; Epcos	ООО «Smart Electronic», г. Томск	5		Код по каталогу: В 25 650
Тиристорный ключ	T2001N; 3000 В, 2000 А; EUPEC	ООО «Smart Electronic», г. Томск	3		
IGBT - транзисторы	FZ1200R17KF6; I _c =1200 А, V _{ces} =1700 В; EUPEC	ООО «Smart Electronic», г. Томск	8	752,4	
Драйвер IGBT - транзисторов	2ED300C17-ST; EUPEC	ООО «Smart Electronic», г. Томск	4	348,48	

Примечание. Драйверы для IGBT-транзисторов могут быть изготовлены также под заказ фирмой ООО «Электрум АВ» (г. Орел, Россия). Окончательный выбор фирмы-производителя по этой позиции может быть сделан на этапе рабочего проектирования.

9.2. Моделирование работы источника питания обмотки НФС

Целью моделирования является проверка работоспособности источника питания при заданных характеристиках элементов силовой части и характеристиках нагрузки, заданном алгоритме управления инвертором, отработка на модели режимов включения и отключения источника питания. ИП обмотки НФС в контуре управления обеспечивает формирование однофазного переменного тока с управляемой постоянной составляющей на основе использования схемы инвертора напряжения.

9.2.1. Разработка и описание модели ИП

Моделирование проводилось в среде моделирования Simulink пакета MATLAB v.6.5. Модель источника питания представлена на рис. 9.1. Модель состоит из следующих основных элементов:

- силового блока (схема модели приведена на рис. 9.2);
- мостового инвертора напряжения;
- блока управления по методу ШИМ с несимметричным включением транзисторов);
- ПД регулятора (схема модели приведена на рис. 9.3).

Силовой блок включает в себя: источник переменного трехфазного напряжения, 3 трансформатора, 4 неуправляемых выпрямителя. Первый трансформатор (TRDCNM220/10.5) понижает напряжение первичной сети электроснабжения 220 кВ до 10,5 кВ. Как видно из чертежа КТМ 03.001.0014.ТП в модели должен быть смоделирован пятиобмоточный трансформатор. Стандартные средства MatLab 6.5, в частности Simulink, не имеют модели трансформатора с пятью обмотками. В качестве такого трансформатора в модели использованы два трехобмоточных трансформатора (TDNP12500/10y1). Схема силовой части ИП является 12-пульсной. В простейшем случае в этом выпрямителе используется трансформатор с тремя обмотками. Вторичных обмоток две: одна соединяется звездой, а вторая – треугольником, поэтому системы вторичных напряжений оказываются сдвинутыми по фазе относительно друг друга на угол 30° . Каждая из вторичных обмоток подключается к мосту, а поскольку мосты соединяются последовательно, выпрямленное напряжение за период представляет собой огибающую 12 верхушек синусоид, сдвинутых по фазе относительно друг друга на угол 30° . В результате выпрямленное напряжение содержит 12-кратные пульсации.

Мостовой инвертор напряжения основан на блоке Universal Bridge, который включает в себя 4 IGBT-транзистора с 4-шунтирующими диодами.

Блок ШИМ реализует способ несимметричного управления, описанный в [2]. Модель схемы управления ШИМ реализована в соответст-

вии с функциональной схемой, описанной в [2] и построенной на блоках основной библиотеки программы MatLab Simulink.

Блок Repeating Sequence реализует генератор пилообразного напряжения. Блок опорного напряжения смещения реализован блоком Constant. Блоки Sum, Relay реализуют схемы сравнения (СС). Блок Logical Operator инвертирует сигнал, а блок Mux преобразует четыре скалярных сигнала в один векторный, необходимый для управления блоком Universal Bridge. Здесь необходимо отметить, что в реальных схемах для выключения транзисторов необходимо формировать на их базах небольшое отрицательное напряжение, а для выключения транзисторов виртуального блока Universal Bridge это напряжение может быть равно нулю.

Регулятор, примененный в модели, является универсальным, т. е. с помощью разных настроек коэффициентов можно получить различные регуляторы. В нашем случае используется ПД-регулятор.

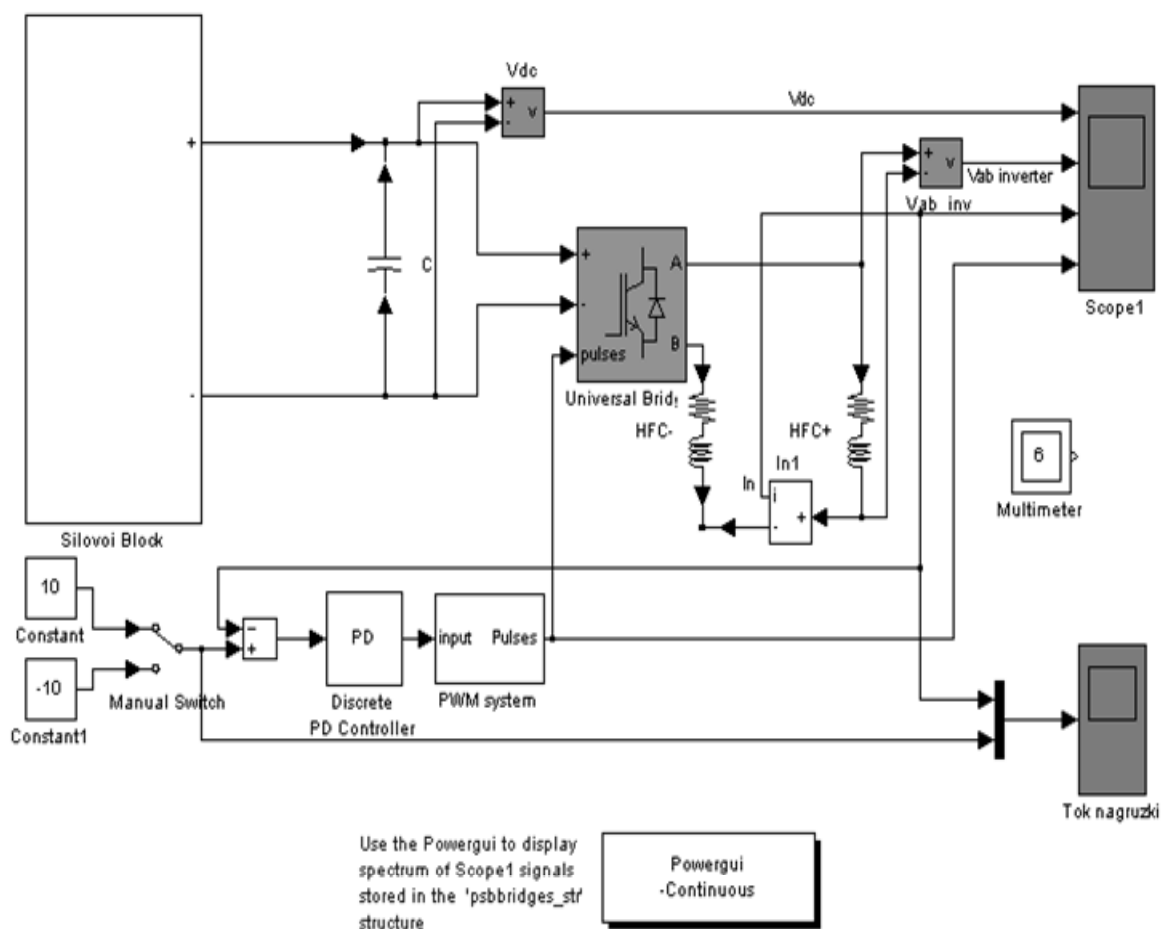


Рис. 9.1. Модель источника питания обмоток HFC

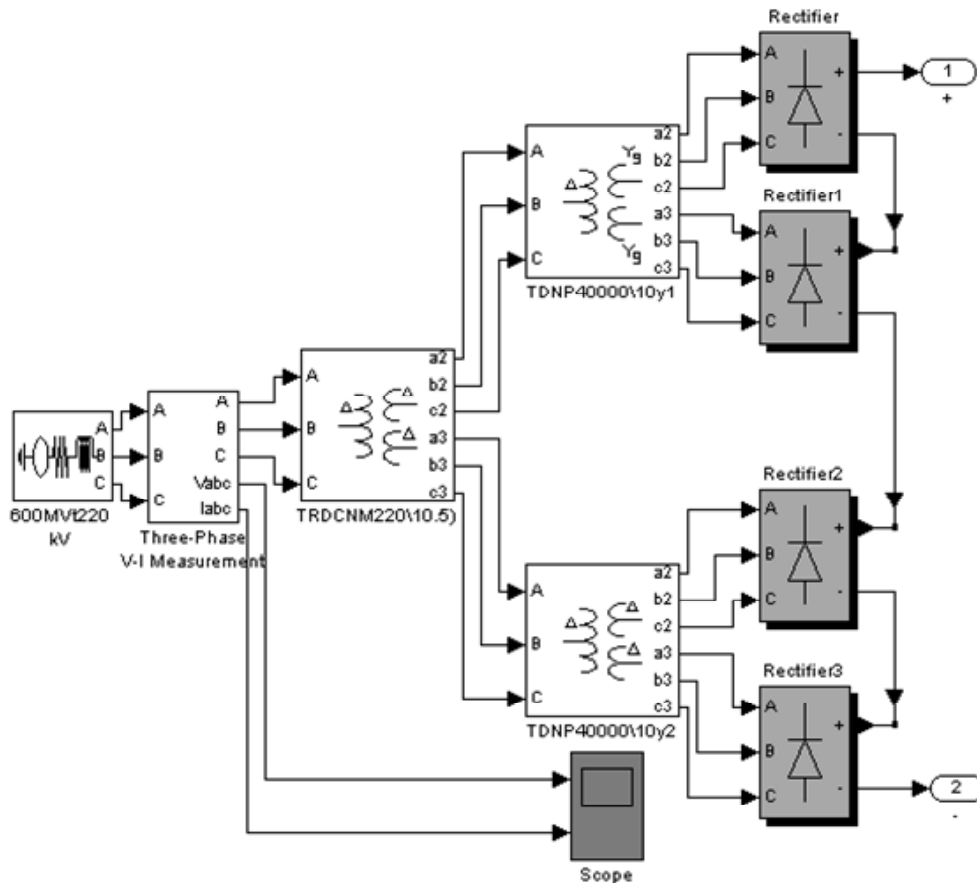


Рис. 9.2. Силовой блок модели источника питания обмоток НФС

9.2.2. Описание экспериментов

Целью экспериментов, проведенных на модели ИП обмотки НФС, является проверка правильности получаемых результатов, их соответствие известным электротехническим уравнениям, а также экспериментальное определение скоростей ввода тока в обмотку НФС при заданных параметрах источника питания и нагрузки.

Характеристики трансформаторов, при которых проводились эксперименты, показаны на рис. 9.4.

Здесь задаются: способ подключения обмотки высокого напряжения (ВН); номинальная мощность трансформатора P_n (ВА), частота сетевого напряжения f_n (Гц); способ соединения обмотки среднего напряжения (СН) и обмотки низкого напряжения (НН); напряжения первичной и вторичных обмоток V_1 – V_3 (V_{rms}); сопротивления R_1 – R_3 и индуктивности L_1 – L_3 обмоток в относительных единицах (р.е.).

Расчет сопротивлений R_1 (р.е.)– R_3 (р.е.) и индуктивностей L_1 (р.е.)– L_3 (р.е.) производится по следующим формулам:

$$R(\text{p.u.}) = \frac{R(\Omega)}{R_{base}} \quad R_{base} = \frac{(V_n)^2}{P_n} \quad L(\text{p.u.}) = \frac{L(H)}{L_{base}} \quad L_{base} = \frac{R_{base}}{2\pi f_n}$$

Для моделирования в данном случае значения сопротивлений и индуктивностей обмоток трансформаторов взяты из таблицы расчетов параметров соответствующих трансформаторов.

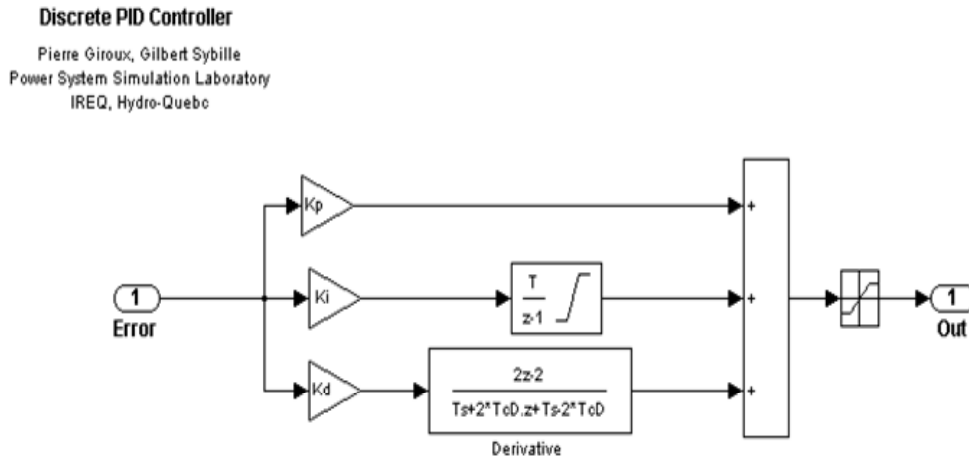


Рис. 9.3. Дискретный ПД-регулятор

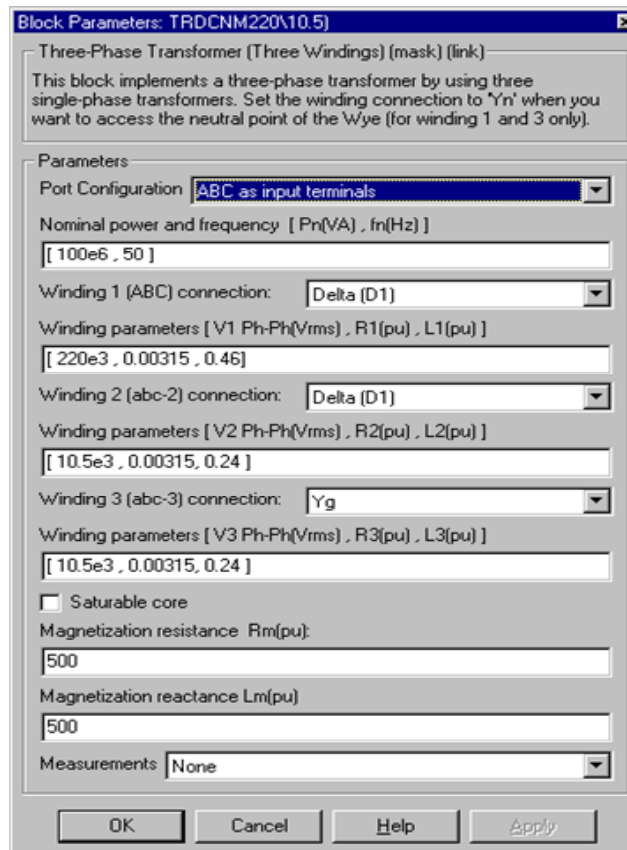


Рис. 9.4. Параметры трансформатора ТРДЦ НМ 220

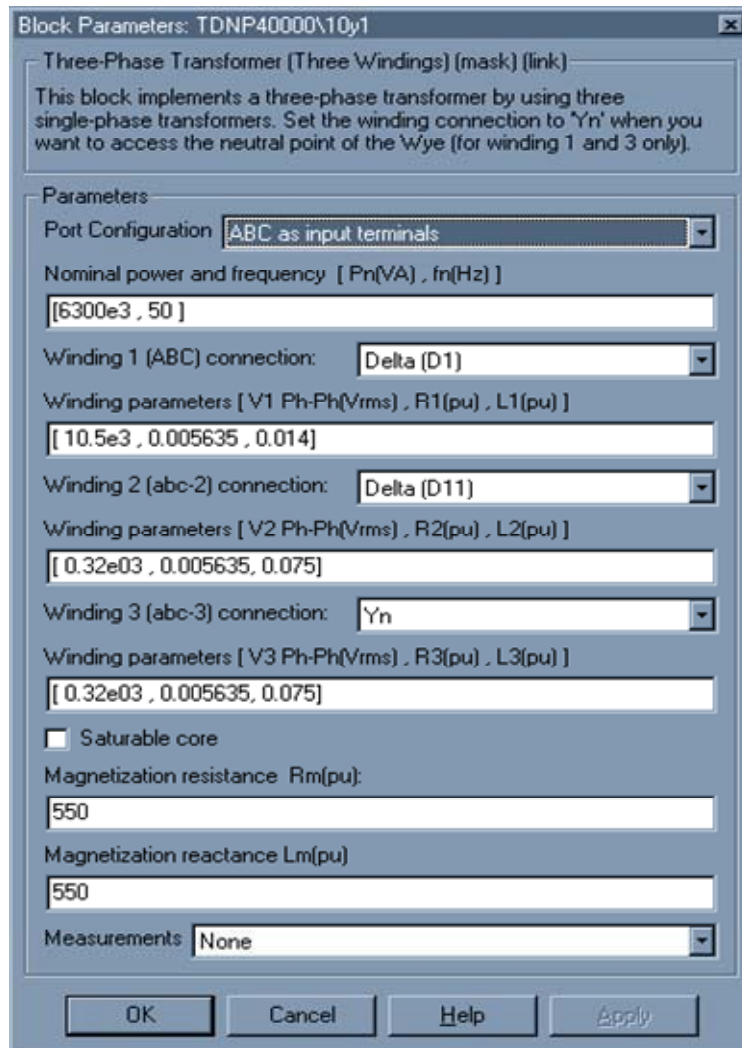


Рис. 9.5. Параметры трансформатора ТДНП 12500/10У1

Здесь в полях «Winding ...» приняты следующие обозначения:

Y – звезда без нулевого провода;

Yn – звезда с нулевым проводом;

Yg – звезда с заземленной нейтралью;

D1 – треугольник с фазой, опережающей фазу звезды на 30°;

D11 – треугольник с фазой отстающей от фазы звезды на 30°.

Yn можно установить только для обмотки ВН и обмотки НН.

Напряжение в нагрузке $U_d = 2100$ В; индуктивность обмотки НФС и ее активное сопротивление взяты из расчетов, приведенных в пункте 4.

Для контроля правильности работы модели из уравнения (9.1) определим скорость ввода тока в обмотку НФС:

$$L \frac{dI(t)}{dt} + IR = U(t) \quad (9.1)$$

В данном случае, при известных параметрах обмотки $\frac{dI(t)}{dt} = 125,6 \text{ кА/с}$ или $6,3 \text{ А за } 50 \text{ мкс}$. Как видно из рис. 9.6 (см. нижний график), скорость ввода тока в нагрузку, полученная в эксперименте, соответствует расчетной.

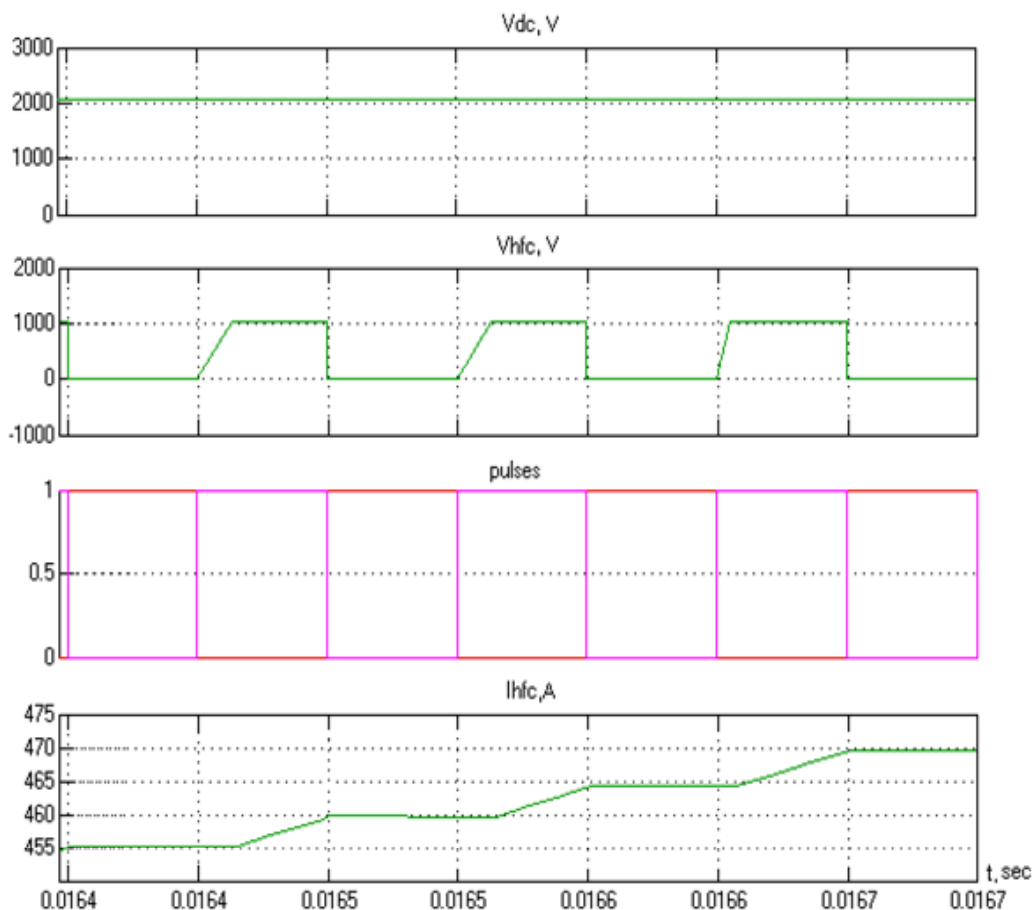


Рис. 9.6. Графики изменения тока I_{hfc} (четвертый сверху) и напряжения V_{hfc} (второй сверху) в нагрузке при $\gamma = 0,5$

Моделирование проводилось с переменным шагом решения. Шаг решения выбирался автоматически.

Выводы по результатам моделирования можно сделать следующие:

- Электромагнитные процессы в нагрузке (см. рис. 9.6), рассчитанные в модели соответствуют процессам, рассмотренным в [2]. Как видно из графиков, показанных на рис. 9.6, напряжение в нагрузке однополярное при условии, что импульсы управления подаются к транзисторным ключам Т3-Т4 (нижний график), а транзистор Т1 находится в открытом состоянии и транзистор Т2 – в закрытом (на графике не показаны);

- Полученные зависимости для тока нагрузки (ток в обмотке НФС) и напряжения на выходе ИП по амплитуде и характеру изменения отвечают требованиям, предъявляемым со стороны контура управления положением плазмы;
- Целесообразно провести моделирование работы ИП в контуре управления положением плазмы, также представленном в виде модели, описывающей динамику вертикального смещения плазмы;
- Комплексное моделирование контура управления положением должно дать дополнительную информацию о том, насколько динамические характеристики ИП обмоток НФС, заявленные в исходных данных, отвечают условиям устойчивости при работе контура.

9.2.3. Моделирование работы источника питания в режимах аварийного отключения

Важным этапом в разработке источника питания обмоток НФС является моделирование его работы в режимах включения и отключения, в том числе отключения по командам от системы аварийной защиты. Целью моделирования в данном случае является отработка алгоритма работы ИП и выяснение характера переходных процессов в цепи.

Модель ИП с элементами защиты представлена на рис. 9.7. Данная модель отличается от модели, представленной в пункте 9.2.2, только наличием шунтирующих тиристоров и автоматических выключателей, а все параметры модели остаются такими же как и в первом случае. В поле параметров блока «Zaschita» необходимо выставить требуемую уставку по току.

Эксперимент проводился при следующих параметрах:

- уставка по току в нагрузке – 2010 А;
- уставка защиты по току – 2005 А.

Графики напряжений приведены на рис. 9.8, а графики токов на рис. 9.9. Разобьем графики на промежутки времени:

- 0–0,005 с – заряд конденсатора до требуемого для нормальной работы источника напряжения;
- 0,005–0,0245 подъем тока в нагрузке до 2005 А;
- 0,0245–0,0405 вывод тока из нагрузки через балластное сопротивление;
- 0,0405–0,041 вывод энергии из конденсатора.

Как видно из графиков при выводе тока из нагрузки перенапряжения на обмотках достигают 4000 В и действуют непродолжительное время, при этом токи достигают 50000 А. При выводе напряжения из конденсатора токи в цепи достигают 260000 А. Продолжительность данных токов составляет наносекунды.

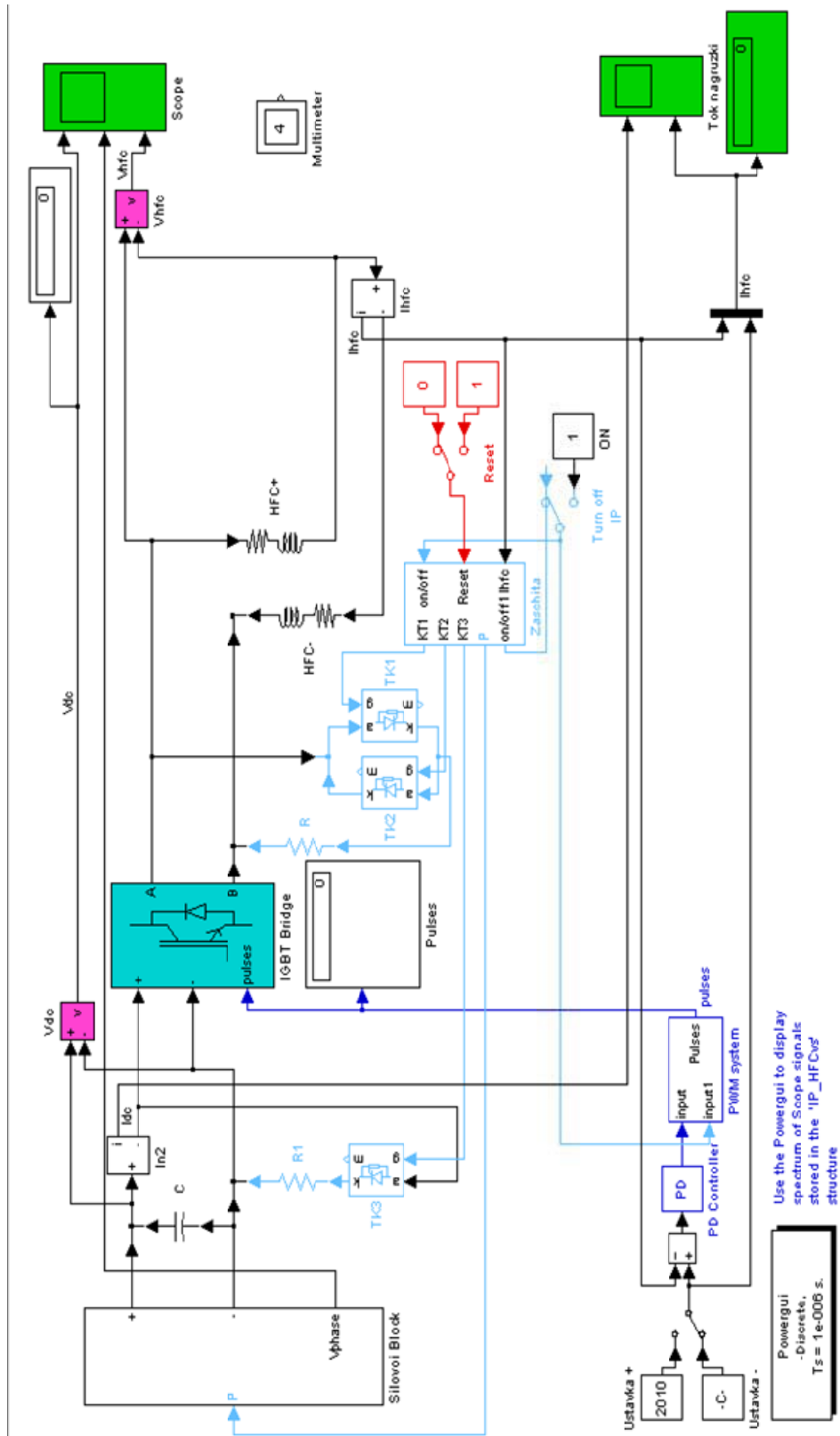


Рис. 9.7. Модель ИП обмоток НФС с элементами защиты

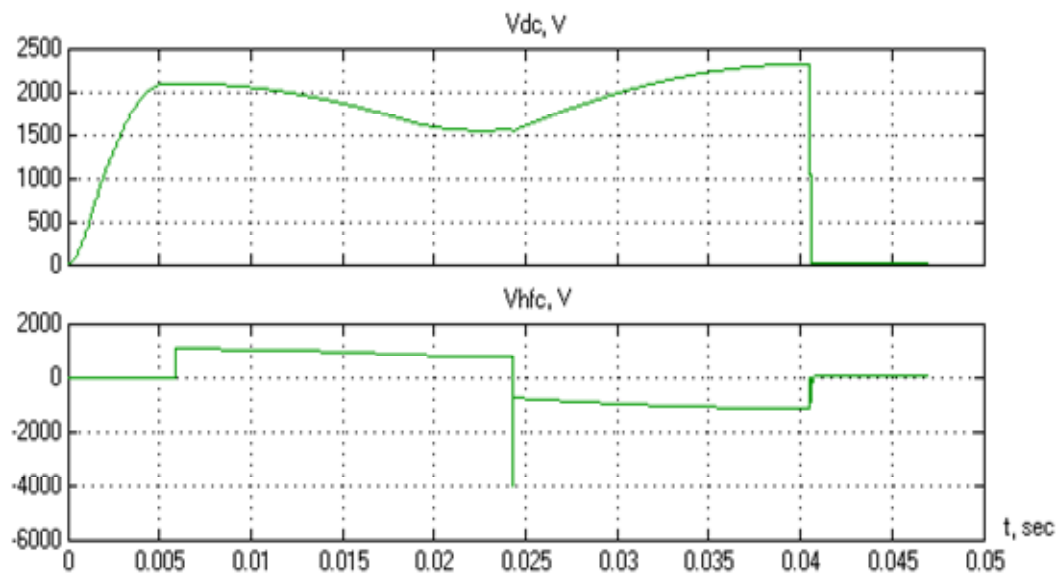


Рис. 9.8. Графики изменения напряжений при отключении

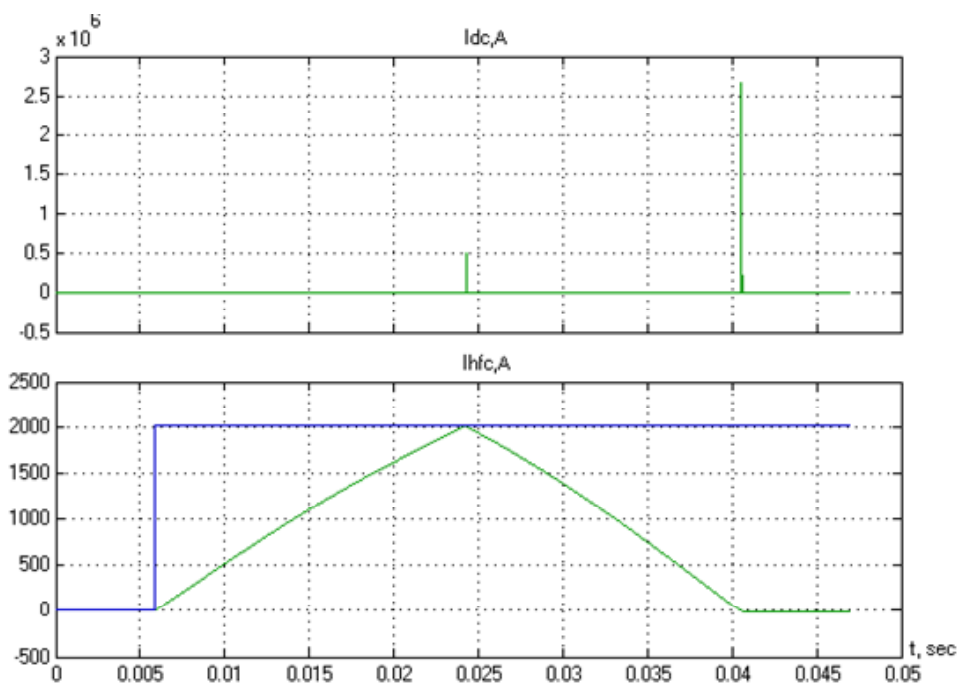


Рис. 9.9. Графики изменения токов при отключении

- Выводы по результатам моделирования можно сделать следующие:
- В ходе моделирования был отработан алгоритм включения/отключения источника питания обмоток НФС при нормальной работе и аварийном отключении.

- Были оценены токи и напряжения в переходных режимах работы источника – при выводе тока из обмоток и энергии из конденсатора. Пере-напряжения составили 4000 В, величина тока до 50000 А длительностью несколько наносекунд, что обусловлено особенностями цифровой модели и при получении практических выводов может не учитываться.

9.3. Алгоритм работы источника питания обмоток НФС

На основании анализа особенностей работы источника питания обмоток НФС в контуре управления положением плазмы и различных режимов его функционирования был разработан алгоритм работы ИП, в котором учтены следующие действия: включение, номинальный режим работы, нормальное и аварийное отключение. Важно отметить, что действия по нормальному и аварийному отключению идентичны.

Как видно из чертежа КТМ 03.001.015.ТП вначале запрашивается преобразовательный трансформатор путем включения размыкателя 10 кВ, затем включается автоматический выключатель и задаются начальные параметры для инвертора. Запуск операций контроля параметров источника питания также выполняется на этом этапе. После заряда конденсатора C_n до номинального напряжения (максимально до 2400 В) источник питания выдает сообщение о готовности к работе в контуре. На следующем этапе, начало которого определяется фазами плазменного разряда, при поступлении команды от системы управления плазмой (СУП) о включении контура управления положением запускается алгоритм стабилизация положения плазменного шнура. При этом контроллер источника питания постоянно получает коды уставок от СУП, в зависимости от значения которых контроллер изменяет сигналы схемы ШИМ.

Отключение ИП выполняется в трех случаях:

- 1) при поступлении команды от СУП о штатном отключении контура по завершении разряда;
- 2) при поступлении команды от системы противоаварийной защиты по цепям синхронизации об аварийном отключении контура в связи с внешними по отношению к источнику событиями (возможные аварийные сигналы будут рассмотрены ниже);
- 3) при возникновении внутренних аварийных событий, связанных с перегрузкой по току, перегревом силовых элементов, возникновением перенапряжений. При обнаружении внутренних аварийных событий контроллер ИП отправляет сообщение об аварии источника в систему СПЗ и выполняет следующие действия:
 - подает сигналы на открытие тиристорного ключа ТК1 или ТК2 в зависимости от направления тока в нагрузке (при положительном токе открывается ТК1, при отрицательном – ТК2);

- посылается сигнал к автоматическим размыкателям P1-P4 на отключение;
- посылаются сигналы на запирающие транзисторы T1-T4;
- контроль тока в нагрузке до момента $I_n = 0$.
- открытие транзисторного ключа ТКЗ;
- вывод энергии из конденсатора с контролем напряжения U_c .

9.4. Структурно-функциональная схема системы управления ИП обмоток НФС

Разработка структурно-функциональной схемы системы управления источника питания обмотки НФС проведена на основании перечня точек контроля и управления этим источником питания, приведенного в табл. 9.1. Структурно-функциональная схема представлена на чертеже КТМ 03.001.016.ТП. В соответствии со схемой основной частью системы цифрового управления является микропроцессорный контроллер, который включает следующие модули:

- модуль одноплатной ЭВМ сбора информации и управления;
- модуль четырехканального преобразователя сигналов ШИМ;
- модуль аналого-цифрового преобразователя (АЦП);
- модуля цифро-дискретного преобразователя (ЦДП).

Одноплатная ЭВМ предназначена для сбора информации о состоянии силовых элементов источника питания и обмоток управления в течение разряда, для управления автоматическими выключателями по сети Modbus и тиристорами в процессе включения/отключения ИП, а также для выполнения алгоритмов противоаварийной защиты источника в комплексе с системой СПЗ токамака КТМ.

Модуль преобразователя сигналов ШИМ должен иметь четыре независимых канала, что определяется выбранным поочередным способом управления инвертором напряжения. Модуль преобразователя сигналов ШИМ может быть выполнен в нескольких вариантах:

1. Схема модуля построена на одноканальных микросхемах ШИМ, управляемых отдельным микроконтроллером программно путем перегрузки регистра данных каждого канала. Регистр данных при этом содержит величину заполнения импульса .

2. Схема модуля построена на микроконтроллере достаточно высокой производительности, имеющем встроенные выходы ШИМ. Часть каналов ШИМ-управления в этом случае будет построена на встроенных ШИМ-модуляторах, а другая часть реализована программно с использованием дискретных выходов микроконтроллера.

Вариант реализации данного модуля должен быть определен на этапе рабочего проектирования системы управления ИП.

Вне зависимости от выбранного варианта модуль ШИМ должен выполнять дополнительные функции согласования ШИМ–сигналов, вставки программируемого, так называемого «мертвого времени», для управления верхними и нижними ключами мостовой схемы, а также функции компенсации влияния «мертвого времени» на искажение выходного напряжения на инверторе.

Модуль АЦП предназначен для измерения и регистрации сигналов с датчиков тока и напряжения и должен быть 8-канальным.

Модуль ЦДП предназначен для формирования сигналов на открытие защитных тиристоров при отключении ИП в ходе нормального хода эксперимента и в аварийных ситуациях.

Таблица 9.2

Перечень точек контроля и управления источника питания обмоток НФС токамака КТМ

N п/п	Процесс (технологическое оборудование)	Наименование	Тип	Кол-во	Погрешность, %	Диапазон измерения	Ед. измерения	Тип вх/вых сигн	Обозначения на схеме
1	Автоматический выключатель	Действующее значение тока питающей сети	к	1×4	1	0–2000	А		P1–P4
		Действующее значение напряжения питающей сети	к	1×4	1	0–2400	В		P1–P4
		Амплитуда гармоник	к	4×13	1		THD, %		P1–P4
		Сигналы на включение/отключение	у	1×4					P1–P4
2	Выпрямительный мост	Величина тока на выходе	к	1×4	1	0–2000	А		
		Величина напряжения на выходе	к	1×4	1	0–2400	В		
		Сигналы открытия/закрытия транзисторов	у	1×4					T1–T4
4	Обмотка НФС	Величина тока в нагрузке	к	1×2	1	0–2000	А		НФС+ НФС–
		Величина напряжения на нагрузке	к	1×2	1	0–2400	В		НФС+ НФС–
5	Тиристорный ключ	Сигналы открытия тиристоров	у	1×3					TK1–TK3

10. АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ ИСТОЧНИКА АНОДНОГО ПИТАНИЯ (ИАП) ВЧ-СИСТЕМЫ

Источник анодного питания по своему предназначению и характеристикам существенно отличается от источников питания обмоток электромагнитной системы. Требования к форме импульса напряжения, подаваемого на аноды генераторных ламп и к его амплитуде, определяют специфические особенности этого источника. Его отличают: работа на высоких уровнях напряжения, отдача в нагрузку большой мощности за короткий интервал времени, высокая динамика по изменению уровня напряжения. ИАП должен обеспечивать:

- амплитуду импульса напряжения до 20 кВ;
- мощность, отдаваемую в нагрузку $P_{\text{ОБЩ}} = 8 \text{ МВт}$;
- длительность импульса $0,5 \div 4 \text{ с}$;
- нарастание переднего фронта импульса $\leq 10 \text{ мс}$;
- спад заднего фронта $\leq 1 \text{ мс}$;
- периодичность работы 1 импульс за 10 мин.;
- работу на 4 параллельно подключённых ВЧ-генератора с эквивалентным сопротивлением каждого из них 75 Ом.

Таким образом, разрабатываемое устройство должно быть полностью управляемым (в диапазонах напряжений, указанных выше) по своим динамическим и статическим характеристикам. Исходя из этого, рассмотрим варианты реализации ИАП.

К вопросу построения такого источника можно подходить с нескольких позиций:

I. Использование неуправляемого ИАП на основе диодного выпрямителя совместно с емкостным накопителем и полностью управляемым коммутирующим элементом, степень и скорость открытия которого будет задавать амплитуду импульса и длительность его переднего и заднего фронтов. Таким коммутирующим элементом может служить мощная триодная лампа, сравнимая по мощности с триодами самого ВЧ-генератора [27]. В нашем случае генератор строится на лампах типа ГУ-88А. Структурная схема источника анодного питания ВЧ-генератора с накопительной ёмкостью показана на рис. 10.1.

II. Построение источника питания, в котором можно управлять только амплитудой выходного напряжения, при этом требуемая форма импульса и длительность его фронтов задаётся управляемым ключом и перестраиваемой RC-цепью (см. рис. 10.2).

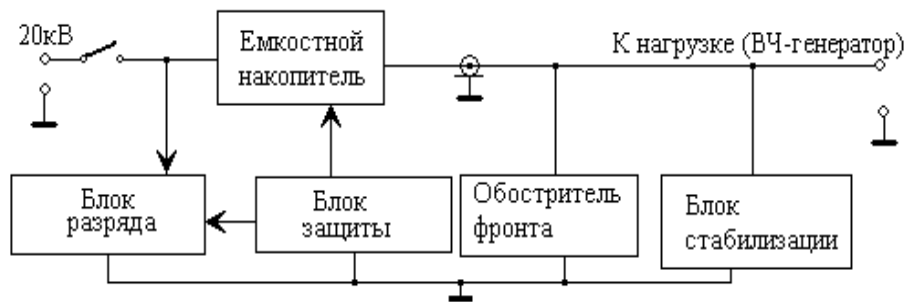


Рис. 10.1. Структурная схема источника анодного питания на основе емкостного накопителя (вариант 1)

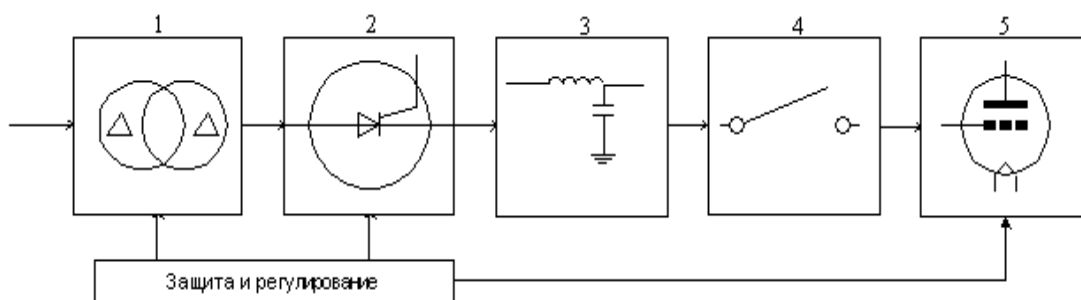


Рис. 10.2. Структурная схема источника анодного питания на основе тиристорного выпрямителя (вариант 2): 1 – силовой трансформатор; 2 – трёхфазный выпрямительный мост; 3 – сглаживающий фильтр; 4 – коммутирующий элемент; 5 – ВЧ-генератор

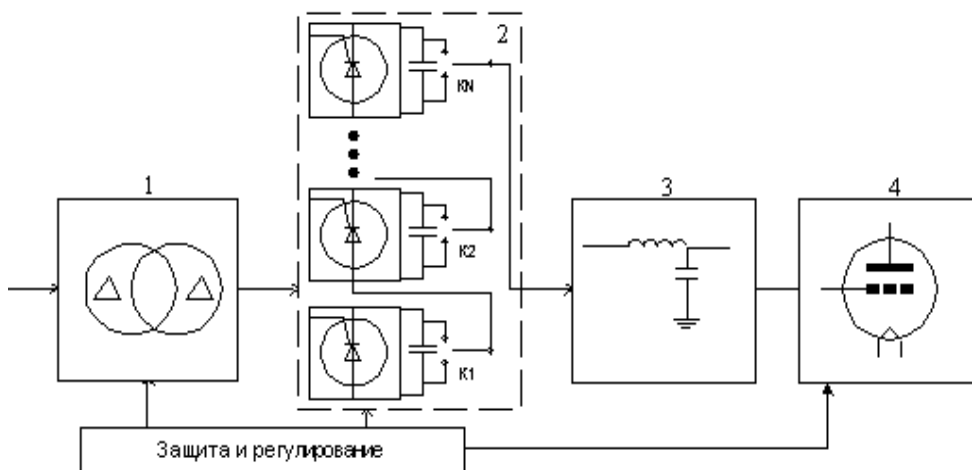


Рис. 10.3. Структурная схема ИАП на основе выпрямительных модулей (вариант 3): 1 – блок силовых трансформаторов, в простейшем случае число трансформаторов равно числу выпрямительных модулей; 2 – блок выпрямительных модулей, количество которых определяется требуемым разрешением при изменении выходного напряжения; 3 – устройство развязки ИАП с ВЧ-генератором по переменному току (фактически фильтр); 4 – ВЧ-генератор

III. Построение источника питания, способного по своим динамическим характеристикам и степени управляемости обеспечить требуемую форму импульса, его амплитуду и длительность переднего и заднего фронтов [28, 29, 30]. Такой источник можно построить на основе модульной структуры, как это показано на рис. 10.3.

10.1. Структура и характеристики источника анодного питания на основе емкостного накопителя

Одним из вариантов получения импульса напряжения, требуемой амплитуды с заданной длительностью, является заряд накопительной ёмкости, с последующим её управляемым разрядом [28]. Функциональная схема ИАП на основе емкостного накопителя с принципиальными элементами представлена на рис. 10.4. Основными элементами схемы являются:

- понижающий трансформатор $Tr1$;
- неуправляемый диодный выпрямитель, обеспечивающий преобразование переменного напряжения сети в постоянное на напряжение 15 кВ для заряда емкостного накопителя;
- накопительная ёмкость C_H , где происходит накопление требуемой энергии;
- управляемый коммутирующий элемент, в качестве которого применяется лампа типа ГУ-88 А;
- источник питания накала лампы 670 А, который подсоединяется к катоду ГУ-88 А через ключ К2;
- усилитель мощности УМ, который служит для усиления маломощного сигнала управления U_y и обеспечения гальванической развязки силовой и управляющей частей;
- ключ К1, подключающий источник зарядного напряжения (выпрямитель) к накопительной ёмкости;
- сопротивления R_z и R_p , ограничивающие ток заряда и разряда накопительной ёмкости.

Данная схема работает следующим образом. В паузе между разрядами ключ К1 замыкается и происходит заряд накопительной ёмкости до уровня, определяемого временем заряда. После накопления энергии ключ К1 размыкается, таким образом происходит отсоединение установки от первичной питающей сети на время действия подсистемы ИЦР-нагрева. Зарядный ток ограничивается сопротивлением R_z , которое определяет постоянную времени накопителя в течение времени запаса энергии. Перед началом разряда ключ К2 замыкается, тем самым подключая источник питания накала к катоду лампы ГУ-88А. Режим накала лампы – прямой. Момент подачи напряжения на аноды генераторных ламп определяется

сигналом от подсистемы управления плазмы. По этому сигналу на сетку коммутационной лампы подаётся импульс управления, причём поскольку триод в данном случае выступает управляемым сопротивлением, форма импульса на его сетке будет определять форму импульса напряжения, подаваемого на генератор. Амплитуда импульса на анодах генераторных ламп и его длительность будет определять энергию, которую необходимо запастись в накопителе, поэтому необходимо рассчитать ёмкость C_H .

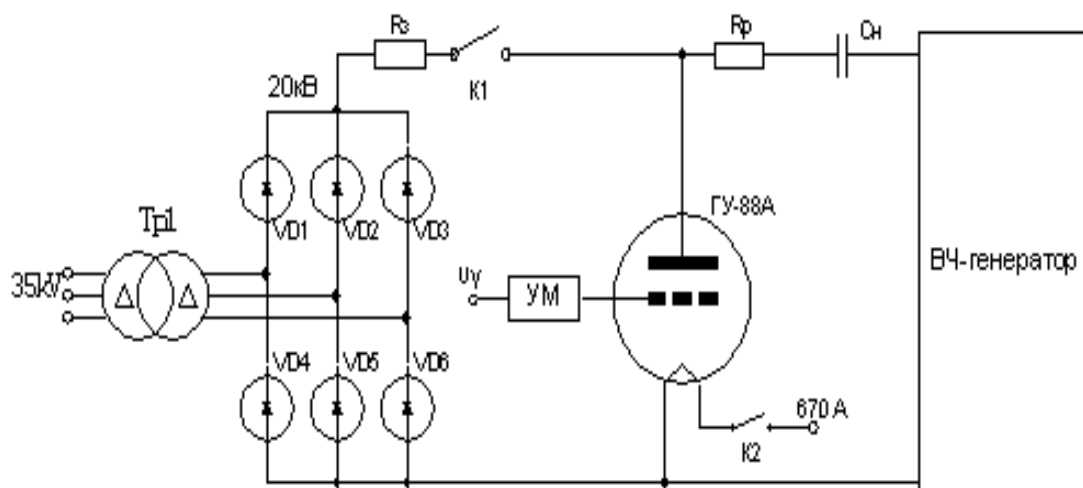


Рис. 10.4. Функциональная схема ИАП на основе емкостного накопителя

Для расчёта емкостного накопителя можно воспользоваться следующими формулами:

$$W_H = 0,5U_p^2 C_H, \quad (10.1)$$

где U_p – напряжение на накопителе, W_H – энергия накопителя.

С другой стороны, энергия накопителя должна быть не меньше:

$$W_H \geq U_p \cdot I_p \cdot t. \quad (10.2)$$

Из условия равенства рассчитывается ёмкость накопителя:

$$C_H = \frac{Pt}{0,5U_p^2} = 0,1725\Phi. \quad (10.1)$$

Так как время разряда много меньше времени заряда, то время рабочего цикла определяется в основном временем заряда. Найдём это время из уравнения:

$$i = C \frac{dU}{dt}. \quad (10.2)$$

Переходя к приращениям, получим следующую формулу:

$$i = \frac{\Delta U_c}{\Delta t} C, \quad (10.3)$$

$$i_{\max} = \frac{U_{\max}}{T_c} C, \quad (10.4)$$

где T_c – постоянная времени заряда накопителя, при $i = const$, можно записать:

$$\frac{\Delta U_c}{U_{\max}} = \frac{\Delta t}{T_c}. \quad (10.5)$$

Таким образом, чем больше напряжение источника питания по сравнению с требуемым напряжением, тем быстрее происходит заряд до требуемого значения и максимальное напряжение выбирается из условия электрической безопасности накопителя.

При $R \approx 1$ кОм и постоянном напряжении заряда $E_{\text{ип}} \approx 15$ кВ время заряда окажется приблизительно равным 13 с.

Очевидно, что такой подход к разработке управляемого источника позволяет регулировать параметры импульса в широких пределах. Практически, амплитуда импульса и его длительность определяется только запасенной в накопителе энергией. Вместе с этим, ИАП с накопительной ёмкостью будет обладать существенными недостатками:

- основным недостатком, ограничивающим применение этой схемы, является очень большая энергия, запасаемая накопителем. Для нашего случая, когда необходимо передавать энергию на четыре ВЧ-генератора, запасённая энергия должна составлять $\approx 4 \times 10 = 40$ МДж. Сейчас имеется возможность изготовить конденсаторную сборку на такую большую энергию, а для этого нужны высококачественные конденсаторы;
- накопитель будет иметь очень большие размеры.

Даже без точной оценки стоимости такого накопителя можно сказать, что затраты на разработку и изготовление конденсаторной сборки будут очень велики, вследствие уникальности подобных устройств.

10.2. Структурная схема ИАП на основе трёхфазного мостового выпрямителя (ТМВ)

Другой вариант ИАП основан на прямом преобразовании энергии сети переменного тока в постоянное напряжение, подаваемое на ВЧ-генератор. Такой преобразователь может быть построен по трёхфазной мостовой схеме (ТМВ). Выбор этой схемы обусловлен её более высокими технико-экономическими показателями, по сравнению с другими

схемами выпрямления. Основные элементы источника анодного питания, построенного по схеме ТМВ, показаны на рис. 10.5.

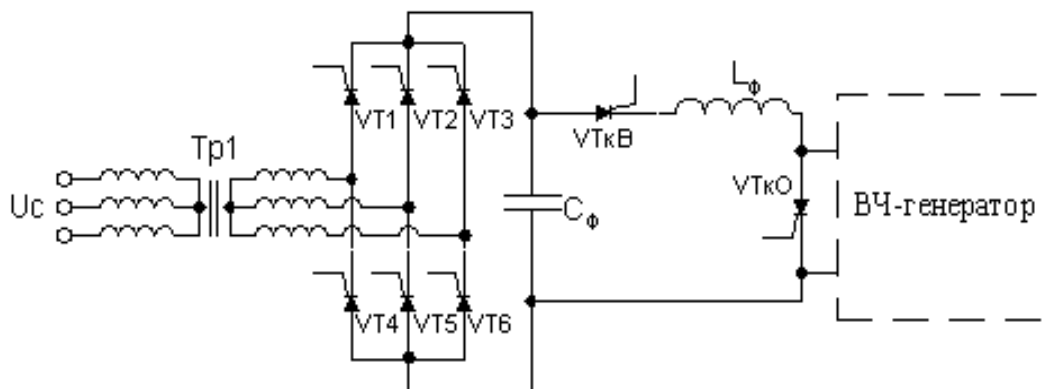


Рис. 10.5. Управляемый источник питания на основе трёхфазной мостовой схемы

Работа схемы происходит следующим образом. Напряжение сети переменного тока через трансформатор $Tr1$ подаётся на ТМВ. При закрытом ключе $VTкВ$ происходит заряд ёмкости C_ϕ до выходного напряжения выпрямителя. Момент подачи импульса напряжения на

ВЧ-генератор определяется открытием ключа $VTкВ$, который выполнен на основе полупроводниковых элементов, что обеспечивает высокую скорость нарастания выходного напряжения. Требуемую длительность переднего фронта импульса задаёт перестраиваемая LC -цепочка, причём её настройка производится до включения ИАП. Задний фронт импульса обеспечивает полупроводниковый ключ $VTкО$, при этом трёхфазный мостовой выпрямитель оказывается практически закорочен на землю. Поэтому для шунтирования ТМВ от нагрузки ключ $VTкВ$ необходимо сделать запираемым.

По сравнению с предыдущим вариантом ИАП, преимущество этой схемы заключается главным образом в управлении амплитудой импульса в выпрямителе, что делает возможным оперативно менять её величину во время действия установки ИЦР-нагрева, следовательно нет необходимости запасать максимальную энергию на накопителе, что снижает габариты и стоимость ИАП. Кроме этого отпадает необходимость в разработке и изготовлении ёмкостного накопителя. Недостатком данной схемы ИАП является усложнение схемы ТМВ, в том числе его управляющей части, при увеличении его выходного напряжения. Рассмотрим данную проблему подробнее.

Величина выпрямленного напряжения ТМВ определяется углом открытия тиристора. Угол открытия тиристора – промежуток времени между точкой естественной коммутации полупроводникового вентиля и моментом его действительного включения (рис. 10.6).

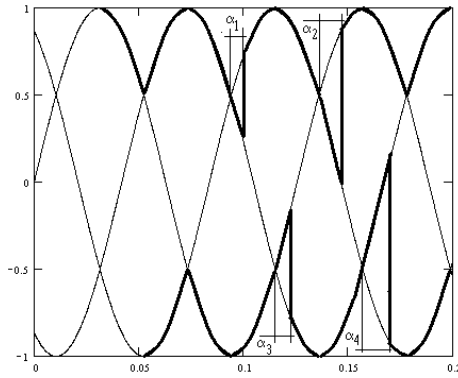


Рис. 10.6. Угол управления α

Тиристоры, выпускаемые на данный момент промышленностью, имеют обратное напряжение ($U_{об}$) – напряжение, которое выдерживает тиристор без самовключения, – недостаточное для обеспечения пятнадцати киловольт на выходе выпрямителя. Поэтому чтобы увеличить выходное напряжение используется последовательное включение нескольких тиристоров, как показано на рис. 10.7.

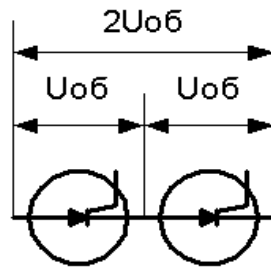


Рис. 10.7. Увеличение обратного напряжения в плече трёхфазного мостового выпрямителя

Количество тиристоров в этом случае определяется соотношением величин прикладываемого обратного напряжения $U_{об}$ и максимально допустимой величины обратного напряжения тиристоров ($U_{об,max}$):

$$n = \frac{U_{об}}{U_{об,max}} + 1, \quad (10.6)$$

причём при дробном значении этого соотношения оно округляется до целого значения в сторону увеличения. Здесь следует учитывать то, что величина обратного тока $I_{об}$ будет одинакова для всех тиристоров, а обратное напряжение $U_{об}$ распределится между тиристорами в соответствии с обратными ветвями ВАХ.

Если значение $U_{об}$ одного из тиристоров превысит максимальное значение обратного напряжения, то вся система может выйти из строя. Для предотвращения этого используют принудительное выравнивание

обратного напряжения (см. рис. 10.8). Это достигается шунтированием каждого из тиристоров резисторами $R_{ш}$. Сопротивление каждого из шунтов должно быть меньше сопротивления тиристоров в обратном направлении. В этом случае ток через сборку будет определяться в основном резисторами, а следовательно, если номиналы сопротивлений равны, будут выравниваться и величины обратных напряжений на тиристорах.

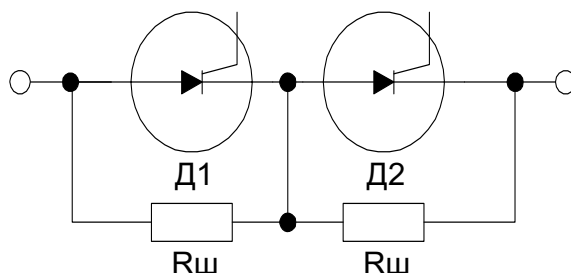


Рис. 10.8. Выравнивание напряжения между тиристорами, включенными в плечо трёхфазного мостового выпрямителя

Сопротивление выравнивающих резисторов определяется по формуле:

$$R_{ш} = \frac{nU_{об.макс} - U_{об}}{(n-1)I_{об.макс}}. \quad (10.7)$$

Способ деления напряжений между тиристорами, приведённый на рис. 10.8, обеспечивает равномерное деление только в установившемся режиме. Разброс времени включения тиристоров в значительной мере может быть снижен при использовании мощного, быстро нарастающего включающего сигнала. Сложнее обстоит дело при выключении, поскольку самый быстродействующий прибор запрётся первым и воспримет всё обратное напряжение. Время выключения остальных тиристоров при этом возрастёт, так как перестанет течь обратный ток, и накопленный в тиристоре заряд будет уменьшаться только из-за рекомбинации.

В переходных режимах деление напряжения можно обеспечить при помощи конденсаторов, включаемых параллельно каждому прибору, как показано на рис. 10.9.

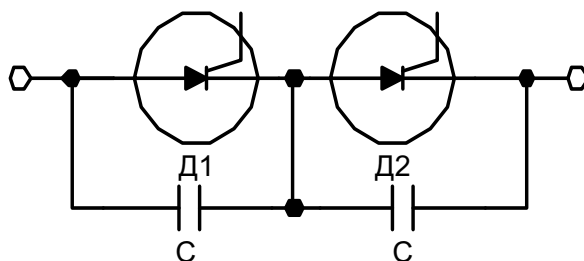


Рис. 10.9. Деление напряжения в переходном режиме

Назначение конденсаторов в данном случае пропускать обратный ток не успевших выключиться приборов параллельно тому прибору, который успел восстановить свои запирающие свойства.

Худшим случаем, с точки зрения распределения напряжения при включении, будет такой, когда один тиристор D_1 накопил минимальный заряд Q_{min} , а все остальные тиристоры – максимальный заряд Q_{max} . Разность зарядов

$$\Delta Q = Q_{min} - Q_{max}. \quad (10.8)$$

Часть напряжения питающей батареи (U_D) приложена к тиристору D_1 , в то время как другая часть поровну делится между остальными $n-1$ тиристорами:

$$U_2 = \frac{U_s - U_D}{n-1}. \quad (10.9)$$

То же напряжение U_2 можно выразить соотношением

$$U_2 = \frac{U_s - \Delta U_{max}}{n}, \quad (10.10),$$

где ΔU_{max} – максимальная разница напряжений в конденсаторах, определяемая разницей их зарядов:

$$\Delta U_{max} = \frac{\Delta Q_{max}}{C}. \quad (10.11)$$

Из этих уравнений получаем

$$C \leq \frac{(n-1)\Delta Q}{nU_D - U_s}. \quad (10.12)$$

При выводе этого уравнения предполагается, что разница зарядов, накопленных в конденсаторах и в тиристорах, одинакова. Худший случай получается тогда, когда самый «быстрый» тиристор оказывается шунтирован конденсатором минимальной емкости (при наличии разброса их номинальных значений). При этом остальные «медленные» тиристоры шунтированы конденсаторами максимальной емкости. Если a – возможный разброс номинальных значений, то вместо последней формулы получается уравнение

$$C \leq \frac{(n-1)Q_{max}}{(nU_s - U_D)(1-a)}, \text{ где } n \geq 2. \quad (10.13)$$

10.2.1. Расчёт циклограммы выключения анодного тока

Наиболее сложной задачей в ИАП на основе ТМВ является обеспечение заднего фронта импульса с заданными характеристиками. Прямой способ прекращения ВЧ-импульса заключается в открытии ключа К2, в результате чего происходит шунтирование ВЧ-генератора и практически полное снятие анодного тока. Такой способ обладает существенным не-

достатком поскольку при включении ключа К2, ИАП оказывается практически закорочен на общий провод (сопротивление тиристоров в открытом состоянии очень мало). Вследствие этого через источник потечёт ток короткого замыкания, причём его величина и длительность должны быть ограничены на уровне, безопасном для тиристоров (для тиристора Т453–630 $I_{TSM} = 13$ кА в течение 10 мс). Кроме этого, для того, чтобы запереть ток КЗ, ёмкости C_k ключа К1 должны иметь большую величину.

Чтобы решить указанную проблему можно воспользоваться свойствами сглаживающего фильтра. Фильтр включает в свой состав значительную ёмкость $C_f = 0,1$ мФ. В соответствии с формулой 1, в этой ёмкости будет запасена энергия:

$$W_H = 0,5 \cdot 15^2 \cdot 10^6 \cdot 0,0001 = 11,25 \text{ кДж} . \quad (10.14)$$

С другой стороны, энергия, запасенная в конденсаторе, может быть определена по формуле 2. Из равенства этих величин найдём время, в течение которого ёмкость способна обеспечивать ток 460А:

$$t = \frac{W_H}{UI} = \frac{11250}{15 \cdot 10^3 \cdot 460} 1,63 \text{ мс} . \quad (10.15)$$

Таким образом возможно отключение выпрямительной части ИАП до начала спада напряжения, что позволит уменьшить время протекания тока короткого замыкания и упростит схему отключения источника.

10.2.2. Способы повышения эффективности ИАП на основе управляемого трёхфазного мостового выпрямителя

Эффективность работы ИАП на основе ТМВ может быть повышена с помощью схем, показанных на рисунке 10.10, по следующим параметрам:

- снижена несинусоидальность тока, потребляемого из первичной сети через трансформатор;
- снижена амплитуда высокочастотных составляющих в цепи как переменного, так и постоянного тока.

Чтобы избавиться от несинусоидальности потребляемого тока, применяют сетевые фильтры, не пропускающие высшие гармоники тока на первичную сторону. Такой способ требует точного расчёта фильтра и его тщательной настройки. Другой вариант заключается в соединении нескольких выпрямителей последовательно таким образом, чтобы максимально приблизить форму потребляемого тока к синусоидальной. Для этого различные выпрямители должны потреблять ток, сдвинутый по фазе на 60° для 12-пульсной схемы и на 30° для 24-пульсной. Это достигается за счёт фазового сдвига тока, потребляемого каждым выпрямителем. На рис. 10.10 показаны три варианта соединения мостовых выпрямителей.

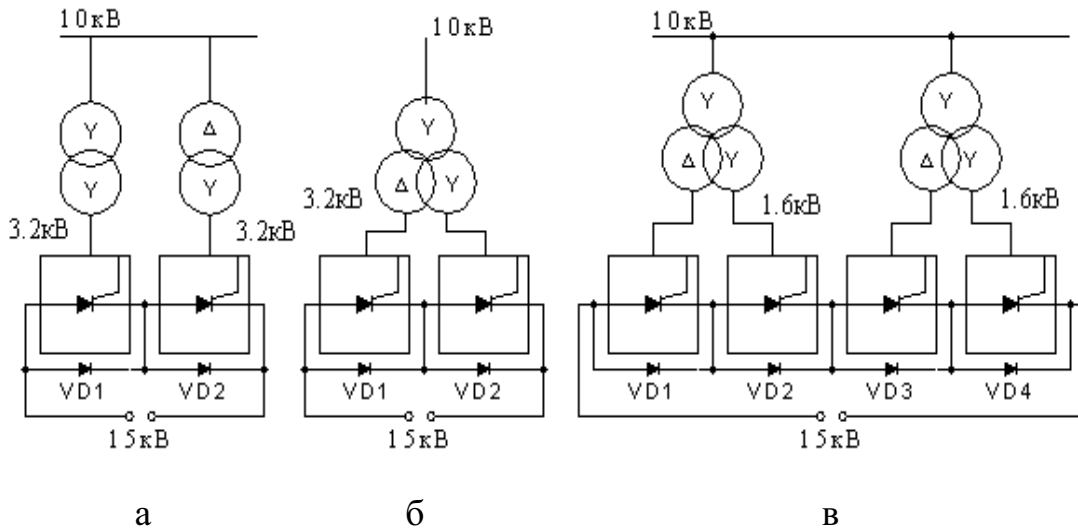


Рис. 10.10. Последовательное соединение выпрямителей

Следует отметить преимущества и недостатки приводимых схем. Схема 10.10, а и 10.10, б обеспечивают 12-пульсное выпрямление, кроме того напряжение на вторичной обмотке снижается по сравнению с классической схемой трёхфазного мостового выпрямителя. Схема 10.10, в позволяет получить 24-пульсное выпрямление при использовании либо дополнительного фазосдвигающего трансформатора, либо при специальном соединении первичной обмотки одного из трансформаторов. Кривые выпрямленных напряжений для этих схем приведены на рис. 10.11.

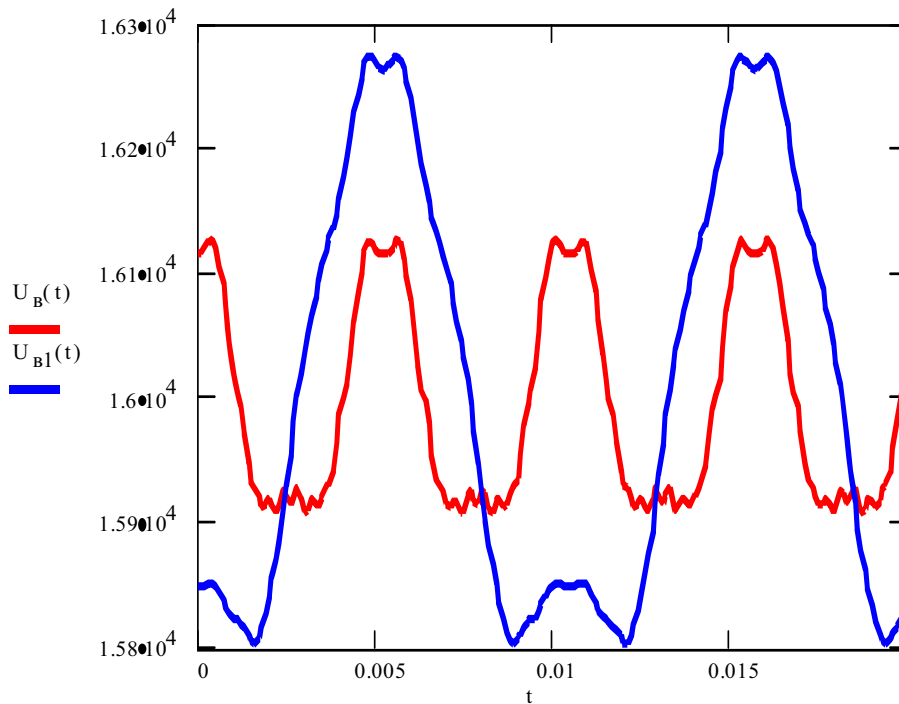


Рис. 10.11. Амплитуды высокочастотных составляющих выпрямленного напряжения для двенадцатипульсной U_{B1} и двадцатичетырёхпульсной U_B схем

Видно, что увеличение пульсности приводит к уменьшению амплитуды пульсаций в выпрямленном напряжении. Кроме того, использование этой схемы позволяет достичь следующих преимуществ:

- возможность дискретной и плавной регулировки амплитуды, а также формы напряжений и тока в нагрузке (дискретность ограничена количеством модулей, т. е. в данном случае их четыре);
- возможность построения многоканальной системы питания с различными выходными параметрами и независимой защитой по каждому каналу;
- повышение надёжности за счёт использования нескольких выпрямителей и возможности адаптации ИАП к возмущениям нагрузки на фоне отказов отдельных модулей;
- облегчение теплосъёма с тепловыделяющих элементов выпрямителя за счёт их рассредоточенного размещения;
- сокращение затрат и сроков на конструирование и изготовление ИАП за счёт унификации выпрямительных блоков и снижения их выходного напряжения (что позволяет использовать один тиристор в плече выпрямителя);
- получение более гладкой формы плоской части импульса за счёт использования 24-пульсной схемы выпрямления.

10.3. Структурная схема ИАП с модульной структурой

В предыдущем случае управление длительностью переднего фронта ВЧ-импульса могло быть обеспечено за счёт перестраиваемой LC-цепи. Неудобство этого способа заключается в том, что наличие значительной индуктивности в нагрузке выпрямительной схемы налагает дополнительные требования к системе защиты ТМВ, которые связаны с ограничениями по скорости изменения тока нагрузки. Кроме того, менять настройку этой цепи возможно только в разрядах между паузами. Требуемую длительность фронта импульса можно достичь, построив ИАП на основе модульной структуры [30].

Вид источника анодного питания с модульной структурой будет определяться количеством модулей. Оценку этого количества можно произвести по погрешности установления амплитуды выходного напряжения. Можно подобрать номиналы выпрямительных модулей таким образом, чтобы величина выпрямленного напряжения с каждым модулем увеличивалась в два раза, т. е. модули с выходными напряжениями 200 В, 400 В, 800 В и т. д. Для получения, например, 15-кВ напряжения на выходе такого источника потребуется 7 модулей, причём последний модуль должен будет обеспечивать выпрямленное напряжение 12 800 В (рис. 10.12).

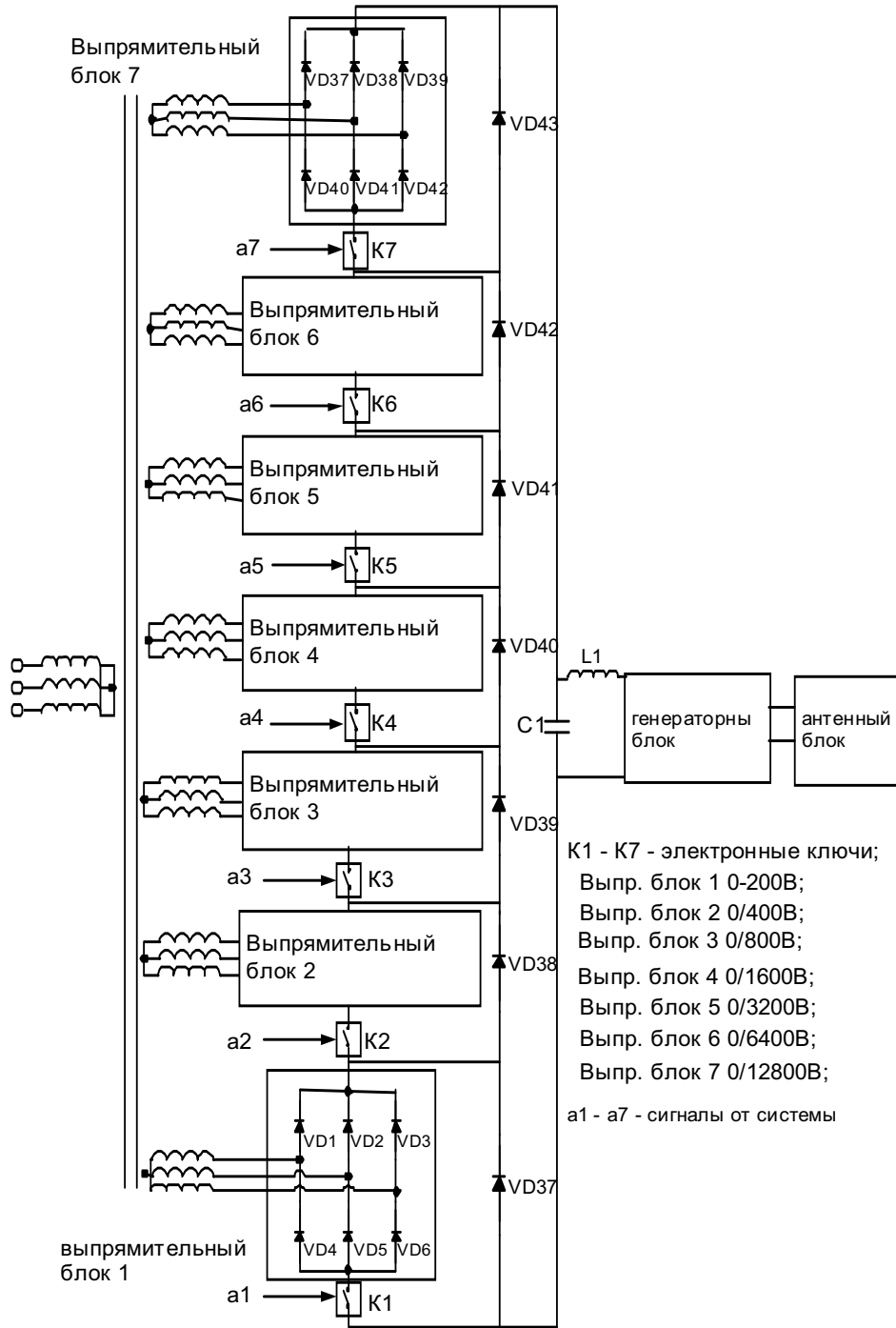


Рис. 10.12. Модульный ИАП с удвоением напряжения модулей

При такой структуре модульного источника, без применения сложных алгоритмов и схем управления тиристорными модулями (будет требоваться управление только числом одновременно включенных модулей) можно задавать выходное напряжение источника питания с погрешностью:

$$\delta = \frac{200}{16000 \cdot 2} \cdot 100\% = 0,625\% \quad (10.16)$$

Но в этом случае придётся решать проблемы, связанные с подъёмом напряжения в последнем, восьмом модуле, что по сложности разработки сравнимо с трёхфазным мостовым выпрямителем. Кроме этого полное напряжение источника при этом составит 25,6 кВ.

Другой вариант заключается в выборе модулей одного номинала, достаточного для достижения необходимой точности и обеспечивающего необходимое выходное напряжение источника анодного питания. Такой вариант схемы показан на рисунке 10.13.

В этом случае при U_d на один модуль равном 500 В погрешность будет составлять

$$\delta = \frac{500}{15000 \cdot 2} \cdot 100\% = 1,67\% \quad (10.17)$$

Данная схема имеет ряд недостатков: невозможность плавной регулировки выходного напряжения, отсутствует обратная связь, т. е. возможность регулировки выходного напряжения отдельного модуля, что делает невозможным достичь точности установки выходного напряжения, как при использовании мостовой схемы и схема становится более чувствительной к колебаниям уровня напряжения в первичной сети. Вместе с тем, такой источник анодного питания обладает рядом преимуществ перед ранее рассмотренными схемами:

- повышение надёжности за счёт резервирования модулей;
- возможность компактного исполнения выпрямителя и исключения высоковольтной аппаратуры коммутации и защиты;
- облегчение теплосъёма с тепловыделяющих элементов выпрямителя за счёт их рассредоточенного размещения;
- сокращение затрат и сроков на конструирование и изготовление ИАП за счёт унификации модулей и высокой технологичности их изготовления;
- упрощение алгоритма управления источником анодного питания, за счёт ключевого режима управления модулями;
- уменьшение амплитуд пульсаций выпрямленного напряжения и высокочастотных составляющих сетевого тока за счёт переключения силовых диодов только в точках естественной коммутации.

Модульный ИАП, представленный на рис. 10.14, также позволяет осуществить многопульсное выпрямление при подключении к первичной сети с разным соединением обмоток трансформаторов. Требования к цепям управления ИАП так же снижаются за счёт использования в качестве ключевых элементов транзисторов IGBT. Гальваническая развязка от силовой части в этом варианте осуществляется более просто (возможно использование обычных оптопар), так как требуется обеспечить разделение логических и силовых цепей на уровень выходного напряжения отдельного модуля, т. е. на 500 В.

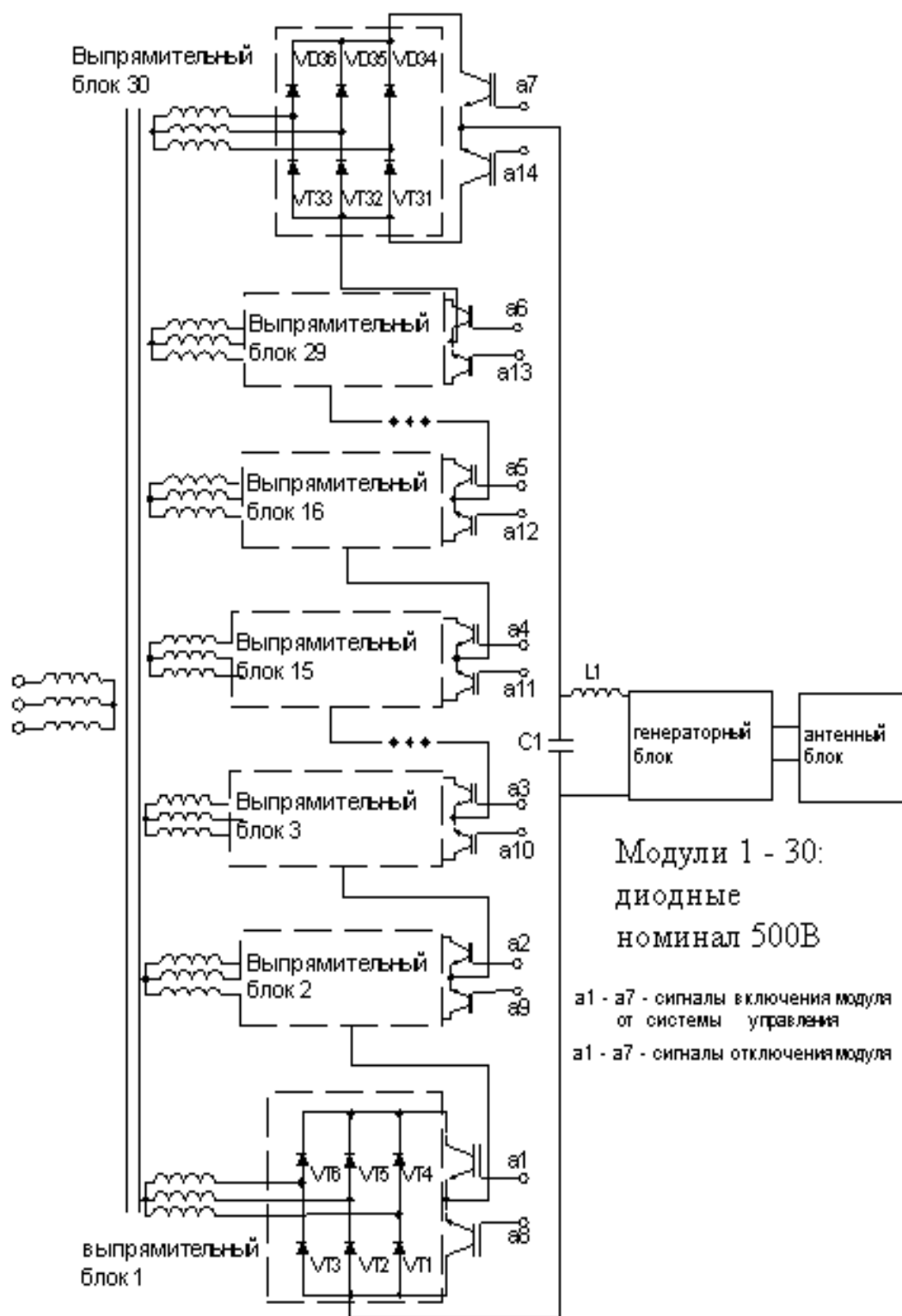


Рис. 10.14. Структурная схема источника анодного питания с модульной структурой (вариант 2).

10.4. Структурная схема системы цифрового управления источником анодного питания

На чертежах КТМ 03.001.017.ТП и КТМ 03.001.018.ТП приведены функциональные схемы автоматизации установки ВЧ-нагрева. Рассмотрены два варианта построения ИАП:

1. ИАП на основе высоковольтного тиристорного мостового преобразователя (ТМВ);
2. модульный ИАП на основе последовательно включенных выпрямительных блоков небольшой мощности с параллельной схемой их коммутации в нагрузку.

Функциональная схема автоматизации и перечни точек контроля и управления для первого варианта ИАП приведены на чертеже КТМ 03.001.017.ТП и табл. 10.1 и 10.2.

Функциональная схема автоматизации ИАП, построенного по второму варианту, представлена на чертеже КТМ 03.001.018.ТП, перечень точек контроля и управления, соответствующий этой схеме, приведен в табл. 10.3.

На основе приведенной информации о характеристиках ИАП как объекта автоматизации разработана структурная схема системы цифрового управления источником анодного питания, показанная на чертеже КТМ 03.001.019.ТП. Схема управления разработана для второго варианта ИАП как наиболее эффективного решения, принятого в мировой практике для генераторных систем токамаков. В основе системы управления лежит модульный микропроцессорный контроллер, реализующий функции пошагового включения выпрямительных блоков посредством полупроводниковых ключей, функции измерения и контроля параметров ИАП, функции защиты источника от внутренних аварий и функции взаимодействия с СУП с целью синхронизации с системой управления плазмой, получения параметров ВЧ-импульса перед экспериментом и передачи сигналов о внутренних неисправностях систему противоаварийной защиты (СПЗ) и приема команд аварийного отключения от СПЗ при возникновении неисправностей в других системах.

Необходимо отметить, что структурная схема СЦУ для ИАП, построенного по первому варианту на основе ТМВ, может быть выполнена аналогично системам управления ИП обмоток ЭМС. Поскольку основным узлом ИАП в этом случае будет тиристорный преобразователь, то состав модулей контроллера должен также включать типовой модуль управления преобразователем, локальный модуль синхронизации и модуль ЦПУ. При выборе варианта реализации ИАП структурная схема его системы цифрового управления в дальнейшем будет уточнена.

Таблица 10.1

*Перечень точек контроля источника анодного питания
(вариант реализации на основе тиристорного выпрямителя)*

№	Наименование	Шт.	Диапазон	Динам. характ.	По-грешнос	Первичный преобразователь
1a	На выходе выпрямителя	1	0÷20 кВ	20 кВ/мс	3 ^{ТБ} %	ОДН
2a	В питающей сети	1	0÷10 кВ	–	3 %	Трансформатор напряжения
3a	Пиковое напряжение на выпрямителе	1	0÷25 кВ	25 кВ/мс	3 %	ОДН+ Пиковый детектор
4a÷6a	Частота колебаний питающей сети	3×1	0÷300 Гц	–	1 %	Демпфированный ЕДН
7a÷12a	Температура радиатора (тиристоров)	6	0÷200 °С	–	3 %	Термометр-сопротивление
13a	Температура трансформатора	1			3 %	Термометр-сопротивление

Таблица 10.2

*Состав точек управления источника анодного питания,
построенного на основе ТМВ*

№	Наименование	Шт.	Диапазон	Динам. характ.	По-грешность	Первичный преобразователь
73÷78	Задание угла от-крытия	6×1×6	0÷5 А	5 А/мс	1%	Импульсный трансформатор
79	Включение и отключение ИП	1	Вкл/ Выкл	0,7 с/0,08 с	–	Вакуумный контактор
80÷81	Подключение и отключение источника к нагрузке	2×1×6	0÷20 кВ	20 кВ/мс	–	Тиристорный ключ
82	Защита по току КЗ ИП	1	0÷800 А	0,7 с/0,08 с	–	Датчик Холла
83	Защита ИП по перенапряжению	1	0÷25 кВ	0,7 с/0,08 с	–	Игнитрон+ ОДН

Таблица 10.3

*Состав точек контроля источника анодного питания
с модульной структурой*

№	Наименование	Шт.	Диапазон	Динамич. характ.	По-грешность	Первичный преобразователь
157a	Напряжение на выходе источника питания	1	0÷20 кВ	20 кВ/мс	3 %	ОДН
3a÷4a	В питающей сети	2	0÷10 кВ	–	3 %	Трансформатор напряжения
67a÷96a	Выходное напряжение модуля	30	0÷1 кВ	1кВ/мс	3 %	ОДН+ Пиковый детектор
1a÷2a	Частота колебаний питающей сети	3×2	0÷300 Гц	–	1 %	Демпфированный ЕДН
37a÷66a	Выходной ток модуля	30	0÷200 А	200А/мс	3 %	Датчик Холла
158a	Ток на выходе источника питания	1	0÷200 А	200А/мс	3 %	Датчик Холла
5a÷6a	Температура трансформатора	2		–	3 %	Термометр-сопротивление
7a÷36a	Температура радиаторов (диодов)	30	0÷200 °С	–	3 %	Термометр-сопротивление
97a÷127a	Температура IGBT – транзисторов	30	0÷100 °С	–	3 %	Термометр-сопротивление
127a÷157a	Температура Диодов	30	0÷200 °С	–	3 %	Термометр-сопротивление

Таблица 10.4

*Состав точек управления источника анодного питания
с модульной структурой.*

Наименование	Шт.	Диапазон	Динамич. характ.	Первичный преобразователь
Включение и отключение модулей	30×2	Вкл/Выкл	0,7 с/0,08 с	Вакуумный контактор
Подключение и отключение источника к нагрузке	30	0÷20 кВ	20 кВ/мс	Ключ на IGBT – транзисторах
Защита диодов и транзисторов от перегрева	240	–	–	Тепловые предохранители

11. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ ПРИВОДАМИ СПДШУ

На рис. 11.1 представлена конструкция электромагнитного двигателя, который преобразует электрическую энергию в поступательное движение сердечника в приводах СПДШУ. Приводы, построенные на основе двигателей данной конструкции, обеспечивают перемещение диверторного устройства токамака КТМ по вертикали и вращение в горизонтальной плоскости.

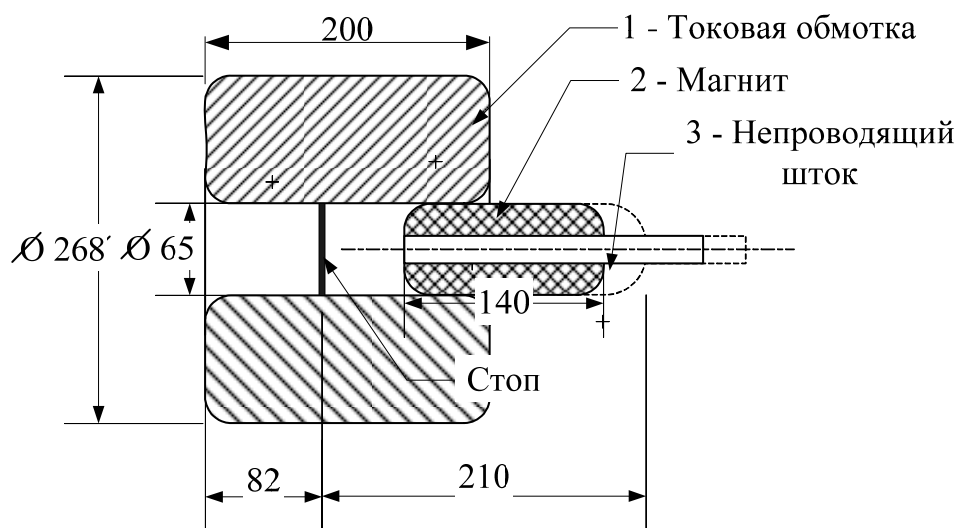


Рис. 11.1. Конструкция электромагнитного двигателя

11.1. Расчет параметров обмотки электромагнитного двигателя

Определение исходных данных для проектирования источника питания. Исходные данные (фронтальное сечение катушки представлено на рис. 11.2.):

внешний диаметр катушки – $d_1 = 0,2685$ м;

внутренний диаметр катушки – $d_2 = 0,065$ м;

длина катушки(аксиальный размер) – $a = 0,2$ м;

средний диаметр катушки – $d = \frac{d_1 + d_2}{2} = 0,167$ м;

толщина (радиальный размер) – $r = \frac{d_1 - d_2}{2} = 0,102$ м;

диаметр провода обмотки – $d_{пр} = 0,00254$ м.

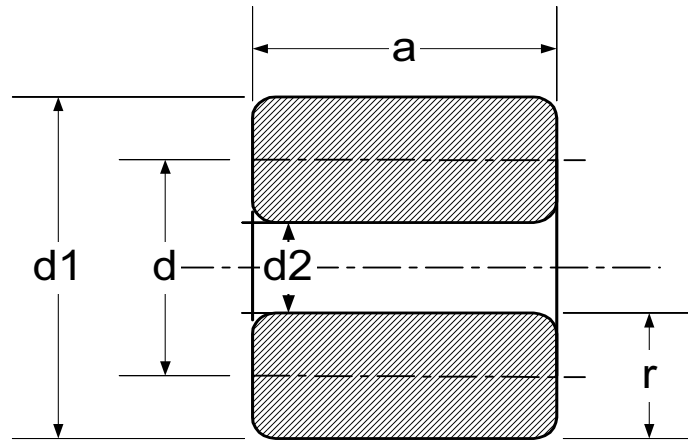


Рис. 11.2. Фронтальное сечение обмотки электромагнитного двигателя:
a – длина катушки; *d1* – внешний диаметр; *d2* – внутренний диаметр;
d – диаметр катушки по осевой линии; *r* – толщина стенки катушки

Обмоточный провод ПЭВ-1 с эмалевой изоляцией предназначен, в частности, для изготовления обмоток электрических машин.

Ниже приведённый расчёт выполнен по формулам и таблицам, которые дают расчётные индуктивности, т. е. индуктивности, вычисленные в предположении, что витки катушки представляют собой коаксиальные круговые контуры, которые имеют бесконечно тонкую изоляцию и плотно заполняют все пространство, занятое обмоткой. Кроме того предполагается, что витки уложены равномерно как по длине, так и в радиальном направлении.

Отличие действительной индуктивности от её расчётного значения обычно невелико и в приведённом расчёте им пренебрегают.

Определение количества витков в обмотке и длины провода в обмотке

$$\frac{r}{dpr} = 40,059 \quad n1 := 40 \text{ – количество витков в радиальном сечении}$$

$$\frac{a}{dpr} = 78,74 \quad n2 := 78 \text{ – количество витков в аксиальном направлении}$$

$$n1 \cdot n2 = 3,12 \times 10^3 \quad \omega := 3120 \text{ – общее количество витков}$$

$$l := 78 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \sum_{i=1}^{40} \left(\frac{d2 + \frac{dpr}{2}}{2} + i \cdot dpr \right) \quad l = 1,67 \times 10^3, \quad m \text{ – длина провода}$$

обмотки.

Расчет индуктивности обмотки

Дополнительно необходимо определить:

отношение толщины катушки к её диаметру – $\rho := \frac{r}{d} = 0,61$.

отношение длины катушки к её к толщине – $\alpha := \rho \cdot \frac{a}{r} \quad \alpha = 1,199$

По табл. 6–5 [33, стр. 258] определяем значение $\Phi := 7,45$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}.$$

$$L := \frac{\mu_0}{4 \cdot \pi} \cdot \omega^2 \cdot d \cdot \Phi = 1,209 \text{ Гн}$$

Проведём расчёт активного сопротивления обмотки.

Удельное сопротивление меди при 20 градусах цельсия –

$$P := 0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}.$$

Диаметр проволоки в проводе – $D_{\text{prov}} := 2,24 \text{ мм}^2$

$$\text{Площадь сечения} - S_{\text{pr}} := \frac{\pi \cdot D_{\text{prov}}^2}{4} = 4,67 \text{ мм}^2.$$

Активное сопротивление обмотки – $R := \frac{P}{S_{\text{pr}}} \cdot l = 6,25 \text{ Ом}.$

Для сечения S_{pr} максимально допустимый ток будет порядка 52.5 А [51], тогда максимальное напряжение на клеммах катушки – $U_{\text{max}} := 328,178 \text{ В}.$

11.2. Анализ переходных процессов в обмотке электромеханического привода

Переходный процесс в обмотке двигателя можно рассматривать аналогично переходному процессу в R, L контуре, где R и L – это активное сопротивление и индуктивность обмотки соответственно.

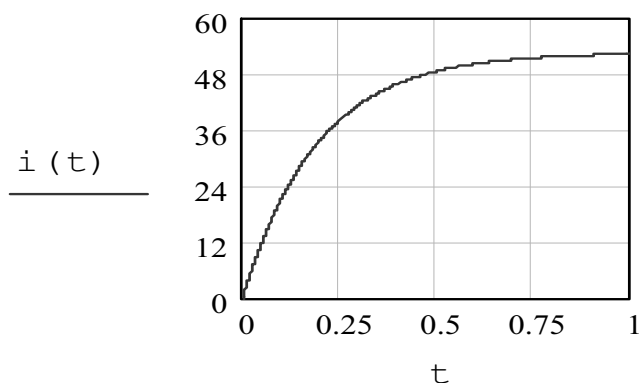


Рис. 11.3. Переходный процесс в обмотке электромеханического привода

Расчёт производится по следующей формуле:

$$i(t) := \frac{U_{\max}}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \right).$$

Из графика на рис. 11.3 видно, что переходный процесс сильно растянут по времени. Время выхода тока на величину 95 % больше 0,5 с. В то же время частота работы двигателя должна составлять 1–3 Гц. Сократить время переходного процесса можно за счет уменьшения постоянной времени $\tau = L / R$, но для данной геометрии обмотки эта величина меняется в малых пределах, это можно видеть на графике 11.4. Линия тока, обозначенная пунктиром, рассчитана для провода диаметром 4,4 мм. Как видно, время разгона практически не изменилась, изменилась лишь допустимая сила тока этой катушки.

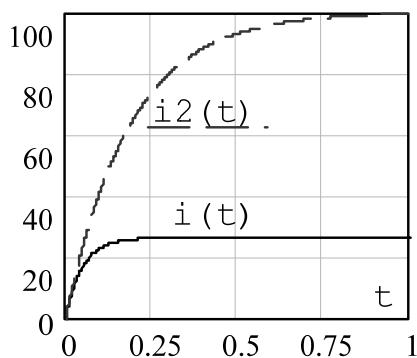


Рисунок 11.4

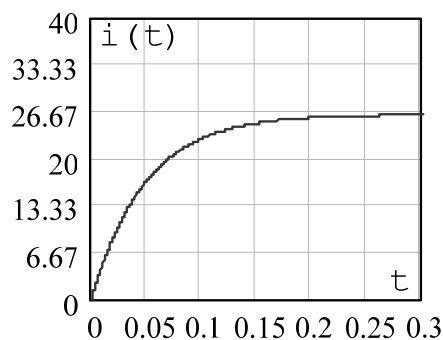


Рисунок 11.5

Рис. 11.4. Переходный процесс ввода мощности в ЭМС

Рис. 11.5. Переходный процесс ввода мощности в ЭМС

Решить данную задачу возможно путём введения в R, L цепь добавочного сопротивления R1 (включается последовательно с обмоткой, R1 = 2 Ом). Результат моделирования этого процесса показаны на графике 11.4 (сплошная линия).

В результате изменения параметров цепи максимально допустимый ток уменьшился до 26 А, но при этом (см. график 11.5) время переходного процесса сократилось до 0,17 с.

Увеличение диаметра провода до 4,4 мм уменьшило количество витков в обмотке до 1000 (данная величина важна при расчёте силовой характеристики двигателя).

$$i2(t) := \frac{U_{\max 1}}{R1} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R1}{L1} \cdot t} \right)$$

$$i(t) := \frac{U_{\max} 1}{R1 + 2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{(R1+2) \cdot t}{L1}} \right)$$

$$\frac{U_{\max} 1}{R1 + 2} = 26,199 \quad 26,199 \cdot 0,95 = 24,889$$

$$i4(t) := \frac{300}{R1 + 5} \cdot \left(1 - e^{-\frac{(R1+5) \cdot t}{L1}} \right)$$

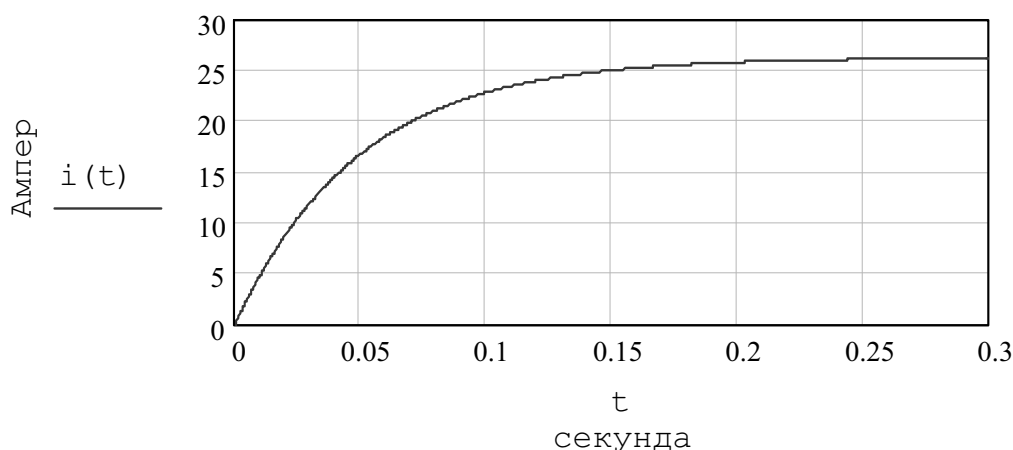


Рис. 11.6. Кривая переходного процесса в обмотке двигателя при напряжении питания 70 В и добавочном сопротивлении 2 Ом

Таблица 11.1

Характеристики электромагнитного двигателя

Индуктивность обмотки, L (Гн)	0,133
Активное сопротивление обмотки, R (Ом)	0,71
Диаметр провода обмотки, $d_{\text{пр}}$ (мм)	4,4
Количество витков в обмотке, n	1000
Максимально допустимый ток, I_{\max} (А)	100
Время нарастания тока, $t_{1,0,95}$ (с)	0,75
Величина добавочного сопротивления, $R_{\text{доб}}$ (Ом)	2
Время нарастания тока (при добавочном сопротивлении), $t_{2,0,95}$ (с)	0,17
Намагниченность якоря (материал Fe-Nd-B), M (кА/м)	800

Структурная схема системы цифрового управления приводами подъёма/вращения ПДУ представлена на чертеже КТМ 03.001.020.ТП. Структурная схема разработана исходя из следующих положений:

- возможности независимого управления каждым из 12 двигателей;
- необходимости контроля температуры обмотки каждого из двигателей;
- возможности варьирования амплитуды напряжения на выходе мостового выпрямителя с целью изменения силовой характеристики привода.

СЦУ электромагнитными приводами строится на базе модульного контроллера, входящего в состав подсистемы управления ПДШУ. Импульсы управления приводами поступают от модуля вывода дискретных сигналов на формирователь импульса тока, который построен на основе независимых драйверов и двух IGBT-транзисторов. При поступлении управляющего сигнала от контроллера, драйвер открывает транзисторы, которые подают напряжение постоянного тока от тиристорного преобразователя на обмотки электромагнитных приводов. При этом сердечник привода совершает поступательное движение. От величины напряжения, установленного на выходе тиристорного преобразователя, зависит скорость перемещения сердечника и соответственно возможная частота срабатывания привода.

КПД электромагнитных двигателей не превышает 15–20 %, из-за этого их обмотки значительно нагреваются, что может привести к выходу двигателя из строя. Для предотвращения перегрева двигателей в схему введены термореле, сигнал от которых при значительном нагревании двигателя будет поступать на модуль ввода дискретных сигналов, и блокировать работу двигателей.

Максимальный ток, обеспечиваемый тиристорным преобразователем, принят равным 100 А. Эта величина получена из условий, что в процессе работы системы одновременно будут срабатывать только четыре привода из двенадцати, запитанных от тиристорного преобразователя.

12. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА

12.1. Расчет напряжения пробоя межэлектродного промежутка для условий токамака КТМ

Расчет напряжения пробоя межэлектродного промежутка проводится с целью определения исходных данных для проектирования источника питания тлеющего разряда и системы управления им.

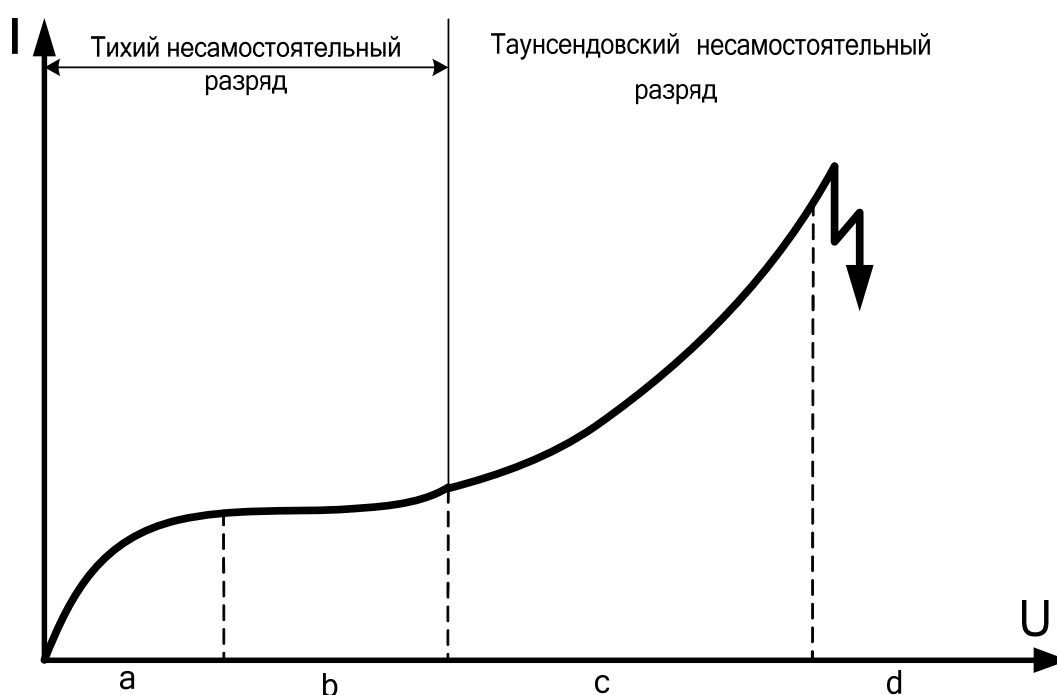


Рис. 12.1. Вольтамперная характеристика газоразряда (по Таунсенду): *a* – область выполнения закона Ома; *b* – область насыщения; *c* – ударная ионизация при ионизационном нарастании меньше единицы; *d* – пробой

Зависимость разрядного тока в газе между электродами от величины приложенного напряжения U показана на рис. 12.1. В области *a* при увеличении U все большая часть ионов успевает дойти до электродов не рекомбинировав в пространстве. Область *b* характеризуется практически полным отсутствием рекомбинации. Напряженность электрического поля в этой области составляет величину порядка 0,01–0,1 В/см.

Области *a* и *b* охватывают собой тихий несамостоятельный разряд. В области *c* (таунсендовский несамостоятельный разряд) наблюдается

ударная ионизация, которая для своего поддержания требует наличия внешнего ионизатора. В области d происходит пробой с образованием плазменного проводящего канала (например, искровой канал).

При математическом описании разрядных процессов используются три коэффициента: α , β , χ . Коэффициент ударной ионизации Таунсенда α определяет интенсивность ударной ионизации, совершаемой одним электроном вследствие неупругих столкновений с нейтральными частицами газа.

При определении α обычно делают следующие допущения:

- а) электрон производит ионизацию только в том случае, если его энергия равна или превышает энергию ионизации данного газа;
- б) электрон набирает энергию на длине свободного пробега и полностью её теряет при соударении с молекулой;
- в) траектория движения полностью совпадает с направлением силовых линий электрического поля.

Определим необходимое значение α для начала самостоятельного разряда. Условие возникновения самостоятельного разряда записывается следующим образом:

$$\chi(e^{\alpha s} - 1) = 1 \quad (12.1)$$

где χ – коэффициент, описывающий выход электрона из металла.

В качестве материала для изготовления катодов в случае КТМ лучше использовать металлы с высокой прочностью, например, вольфрам, чтобы загрязнение камеры в течение очистки было минимальным. Таким образом, расчет будем производить при условии, что катод изготовлен из вольфрама.

Для вольфрама $\chi = 0,029$, расстояние между катодом и стенкой камеры примем $s = 43$ см.

Из (12.1) выразим α : $\alpha = 0,025 \text{ см}^{-1}$

$$\alpha := \frac{1}{s} \cdot \ln \left(1 + \frac{1}{\chi} \right). \quad (12.2)$$

Для того чтобы столкновение электрона, движущегося в электрическом поле межэлектродного промежутка с напряженностью E , с молекулой закончилось ионизацией, необходимо чтобы выполнялось условие:

$$EqXu \geq Wu, \quad (12.3)$$

т. е. перед соударением электрон должен пролететь ионизационный путь (пробег):

$$Xu = \frac{Wu}{qE} = \frac{Uu}{E}, \quad (12.4)$$

где Wu – энергия ионизации газа: q – заряд электрона: Uu – потенциал ионизации газа.

При средней длине свободного пробега λ вероятность пробега такого пути

$$\Psi = e^{\frac{-Xu}{\lambda}} \quad (12.5)$$

Число столкновений на единице пути можно определить из выражения $Z=1/\lambda$. Следовательно, число ионизирующих столкновений на единице пути определится как:

$$\alpha := Z \cdot \Psi = \frac{e^{\frac{-Xu}{\lambda}}}{\lambda} \quad (12.6)$$

Из кинетической теории газов известно, что средняя длина свободного пробега электрона определяется как:

$$\lambda := k \frac{T}{4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot P} \quad (12.7)$$

где k – постоянная Больцмана, P – давление газа, T – Абсолютная температура, r – радиус частицы газа.

На основании всех выше изложенных материалов, вычислим длину свободного пробега электрона в рабочей камере в среде гелия:

$$k = 1,3806 \times 10^{-23} \text{ Дж/К};$$

$$T_k = 293 \text{ К} \text{ – температура рабочей камеры};$$

$$r = 1,26 \times 10^{-8} \text{ см.}$$

Отсюда длина свободного пробега: $\lambda = 0,108 \text{ см.}$

С учетом (12.7) имеем:

$$\alpha = \frac{1}{\lambda} e^{\frac{-U_i}{\lambda}} \quad (12.8)$$

Потенциал ионизации газа для гелия $U_i = 24,6 \text{ эВ.}$

Выразим напряженность электрического поля необходимого для начала самостоятельного разряда из (12.8):

$$E := U_i \cdot \frac{1}{\lambda \cdot \ln\left(\frac{1}{\alpha \cdot \lambda}\right)}, \quad (12.9)$$

$$E = 32,28 \text{ В/см.}$$

Таким образом для начала самостоятельного тлеющего разряда между электродами, расположенными в среде аргона при давлении $5 \sim 10 \times 10^{-2}$ Па на расстоянии 43 см, номинальное напряжение составит:

$$U = 24,714 \text{ В/см} \times 43 \text{ см} = 1,10 \text{ кВ.}$$

12.2. Расчет тока тлеющего разряда

Исходя из напряженности поля в межэлектродном промежутке рассчитаем плотность тока насыщения термоэлектронной эмиссии. В расчетах не учитывается явление полевой электронной эмиссии ввиду малой напряженности электрического поля. Расчет производится по формуле Ричардсона-Дешмана:

$$i := c \cdot T_k \cdot e^{\frac{-A}{k \cdot T_k}}, \quad (12.10)$$

где: $c = 4\pi m e k^2 / h^3$ – универсальная постоянная, $c = 1,200736 \times 10^6$; T_k – температура рабочей камеры; k – постоянная Больцмана; A – работа выхода электрона из металла; m – масса электрона; e – заряд электрона; h – постоянная Планка.

$$c := 4 \cdot \pi \cdot m \cdot e \cdot \frac{k^2}{h^3}. \quad (12.11)$$

Работа выхода электронов с учетом напряженности электрического поля вычисляется по формуле:

$$A = (e\phi - \Delta e\phi), \quad (12.12)$$

где $e\phi$ – эффективная работа выхода эмиттера; $\Delta e\phi$ – уменьшение работы выхода электронов из материала катода под воздействием внешнего электрического поля.

Выполним вычисления, воспользовавшись формулой 12.11 для вольфрама: $A := (1,52 - 3,79 \cdot 10^{-4} \cdot 24,417) \cdot 1,60207 \cdot 10^{-19}$.

Отсюда, подставляя полученные значения в формулу (12.12) получим, что плотность термоэмиссионного тока равна:

$$i = 1,473 \times 10^{-4} \text{ А/см}^2. \quad (12.13)$$

Принимая площадь катода равной $s_k = 40 \text{ см}^2$ получим, что термоэмиссионный ток с катода при температуре катода 300 К будет равен:

$$I = i \times 40 \text{ см}^2 = 5,8 \times 10^{-3} \text{ А.} \quad (12.14)$$

Теперь рассчитаем ток, протекающий при тлеющем разряде в момент пробоя. Если ток термоэмиссии с катода равен I , тогда увеличение тока ввиду лавинного процесса ионизации газа будет равно:

$$dI = I \times \alpha \times dL, \quad (12.15)$$

где L – расстояние пройденное электроном от катода к аноду.

Проинтегрировав выражение (12.16) получим:

$$I_1 = I \cdot e^{\alpha \cdot s}, \quad (12.16)$$

где s – расстояние между электродом и поверхностью камеры.

Из уравнения 12.15 получим, что ток, протекающий в момент пробоя через газовый промежуток, будет равен: $I_1 = 0,195$ А.

При дальнейшем увеличении межэлектродного напряжения должно дальнейшее увеличение тока в пределах до 5 А на каждом из электродов.

12.3. Требования к источнику питания тлеющего разряда

В разделе технического проекта по системам управления вакуумно-технологической подготовкой камеры были рассмотрены условия формирования тлеющих разрядов и режимы их проведения для операций очистки и боронизации. Необходимо отметить, что ИПТР должен обеспечивать импульсный характер работы и быть управляемым во всем диапазоне выходного напряжения. Источник должен быть выполнен 3-х канальным, с независимым управлением по каждому каналу.

Источник питания тлеющего разряда должен иметь следующие характеристики:

- | | |
|--|-------|
| • величина выходного напряжения, [кВ] | 0–2 |
| • мощность, отдаваемая в нагрузку, [кВт] | 12 |
| • длительность импульса, [с] | 1–5 |
| • нарастание переднего фронта, [с] | 0,1 |
| • спад заднего фронта, [с] | 0,1 |
| • длительность непрерывной работы, [ч] | до 48 |
| • количество независимых каналов, [шт] | 3 |

Таким образом, на основе вышеприведенных требований необходимо разработать источник питания тлеющего разряда.

12.4. Разработка источника питания тлеющего разряда

Рассмотрим возможный вариант построения источника питания тлеющего разряда (ИПТР). Основная идея заключается в прямом преобразовании энергии сети переменного тока в постоянное напряжение, подаваемое на катод и анод. Такой преобразователь должен быть построен по трехфазной мостовой схеме. Выбор схемы преобразователя обусловлен её более высокими технико-экономическими показателями, по сравнению с другими схемами выпрямления. Основные элементы

ИПТР и структура схемы цифрового управления источником показаны на чертеже КТМ 03.001.021.ТП.

Напряжение сети переменного тока через трансформатор Тр1 подается на трехфазный мостовой преобразователь. Преобразователь выполнен на тиристорах, что обеспечивает высокую скорость нарастания выходного напряжения. Управление уровнем выходного напряжения обеспечивают типовые модули управления тиристорными преобразователями.

Проведем описание работы схемы, показанной на КТМ 03.001.021.ТП. В начале работы контроллер управления ТП полностью открывает тиристоры и на выходе мостовой схемы формируется напряжение 2 кВ. В газовом промежутке между РК и катодом образуется разность потенциалов 2 кВ, которая превышает напряжение пробоя, рассчитанное в п. 12.1 и вследствие этого зажигается тлеющий разряд. Сопротивление R1 подбирается таким образом, чтобы ток не превышал 2 А. Импульсное изменение тока тлеющего разряда реализуется путем изменения угла открытия тиристоров в мостовом выпрямителе.

Произведем расчет балластного сопротивления R1. Так как сопротивление R1 должно ограничивать ток в цепи на уровне 2 А, то сопротивление должно быть выбрано номиналом:

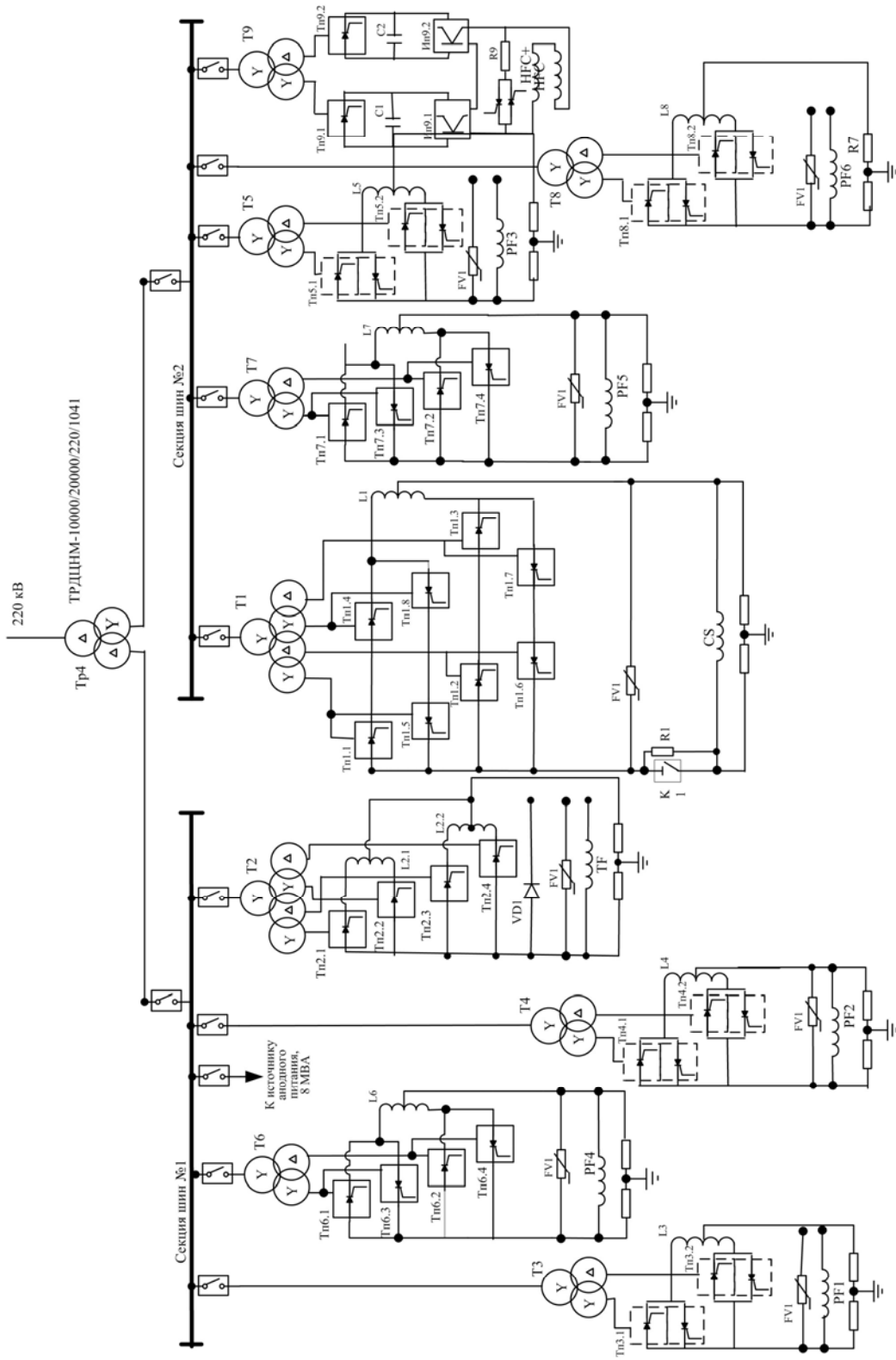
$$R1 = \frac{U}{I} = \frac{2000 \text{ В}}{2 \text{ А}} = 1000 \quad \text{Ом.}$$

Для реализации ИПТР предлагается использовать три полностью управляемых 3-фазных тиристорных выпрямительных модуля, рассчитанных на соответствующую мощность, подключенных к одному трансформатору.

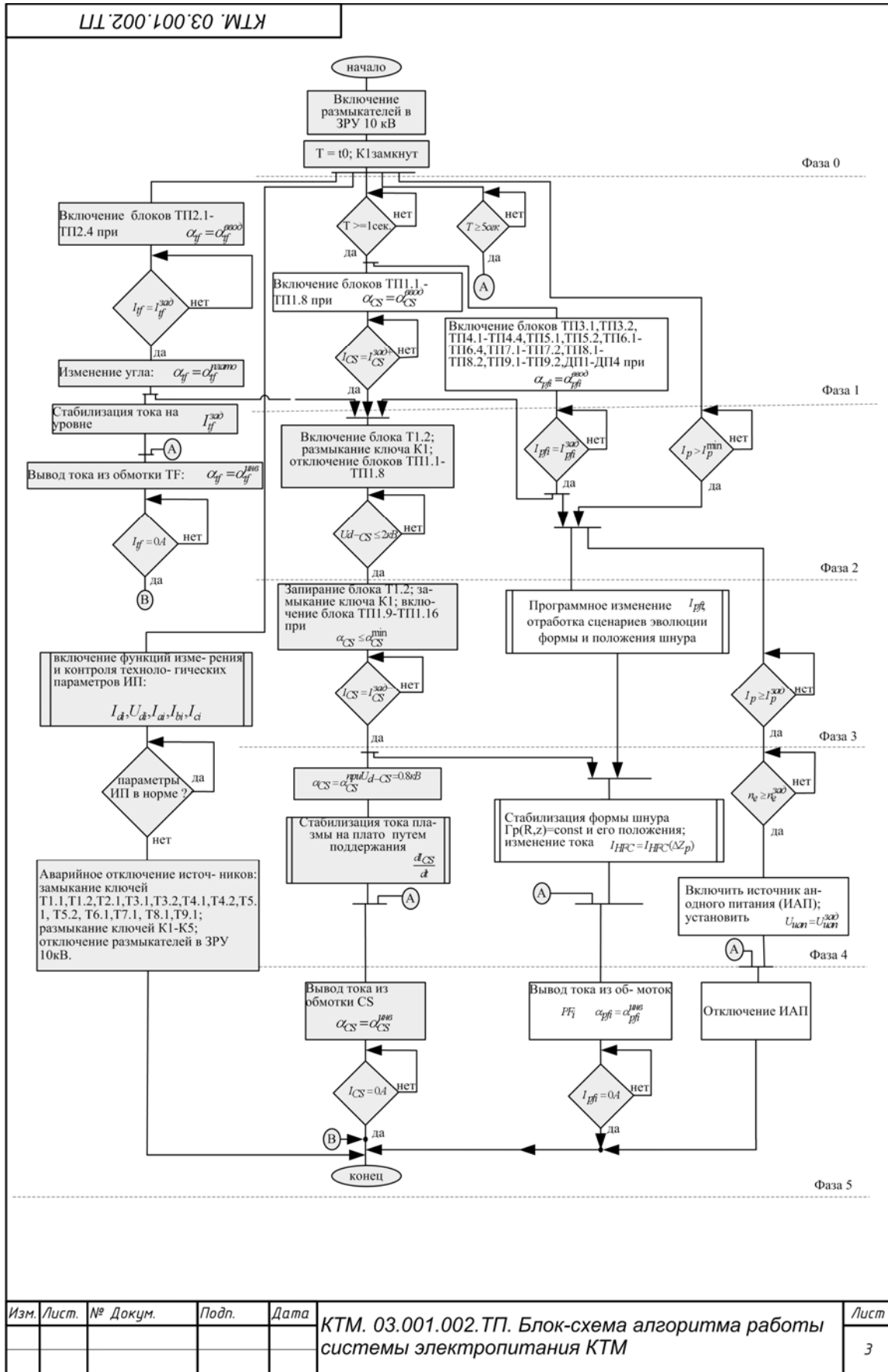
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аннотационный отчет по договору №9-2003/6 от 11.03.03 г. // ТРИНИТИ, 2003. – 115 с.
2. Разработка структурных схем источников электропитания Казахстанского материаловедческого токамака КТМ. // Отчет о НИР, Томск-Семипалатинск, 2003. – 128 с.
3. ГОСТ 13109–97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Изд-во стандартов, 1998.
4. Артюх С.Ф., Барский В.А., Воскресенский О.Е. Об электромагнитной и электромеханической совместимости тиристорных систем питания установки токамак с электроэнергетической системой. Т.3, Доклады III Всесоюзной конференции по инженерным проблемам термоядерных реакторов, Ленинград, 1984. – С. 52–57
5. Бахнов Л.Е., Гинзбург А.К., Жемеров Г.Г. Тиристорные системы питания термоядерных реакторов., Т.3, Доклады II Всесоюзной конференции по инженерным проблемам термоядерных реакторов, Ленинград, 1982. – С. 66–74.
6. Жемеров Г.Г., Гинзбург А.К. Системы тиристорного питания экспериментальных термоядерных реакторов. // Электротехника, № 1, 1981. – С. 37–39.
7. Жемеров Г.Г. Расчет управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме. // Электричество, № 11 1978. – С. 30–36.
8. Алатырев М.Е., Быков К.В. Гармонический состав потребляемого тока и коэффициент мощности выпрямителей на полностью управляемых полупроводниковых приборах. // Электротехника, № 4, 2000. – С. 23–28.
9. Карташев И.И. Электромагнитная совместимость в системах электроснабжения. // Электротехника, № 4, 2001. – С. 57–61.
10. Хабигер Э. Электромагнитная совместимость: основы ее обеспечения в технике. М.: Энергоатомиздат, 1995.
11. Супрунович Г. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок. Пер. с польск. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
12. Немцев Г.А., Ефремов Л.Г. Энергетическая электроника. – М.: Пресс-сервис, 1994. – 320 с.
13. Моделирование мощного конвертера энергосистемы термоядерной установки. An EMTP simulation of the HVDC power system of a fusion energy machine./ Taylor E.A. and oth. // Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 24th Annu. Meet., San Diego, Calif., 1–5 Oct., 1989. Pt.1 – New York (N.Y.), 1989. – С. 1099–1105.
14. Управление плазмой в токамаке с использованием тиристорных преобразователей. Tokamak plasma control using thyristor power converters. / Schneider F., Rapp H. // CERN Sci. Rept., 1990. – № 7, С. 325–351.
15. Казахстанский материаловедческий токамак КТМ. Технический проект. Пояснительная записка. Т.2. // Санкт-Петербург, 2001.

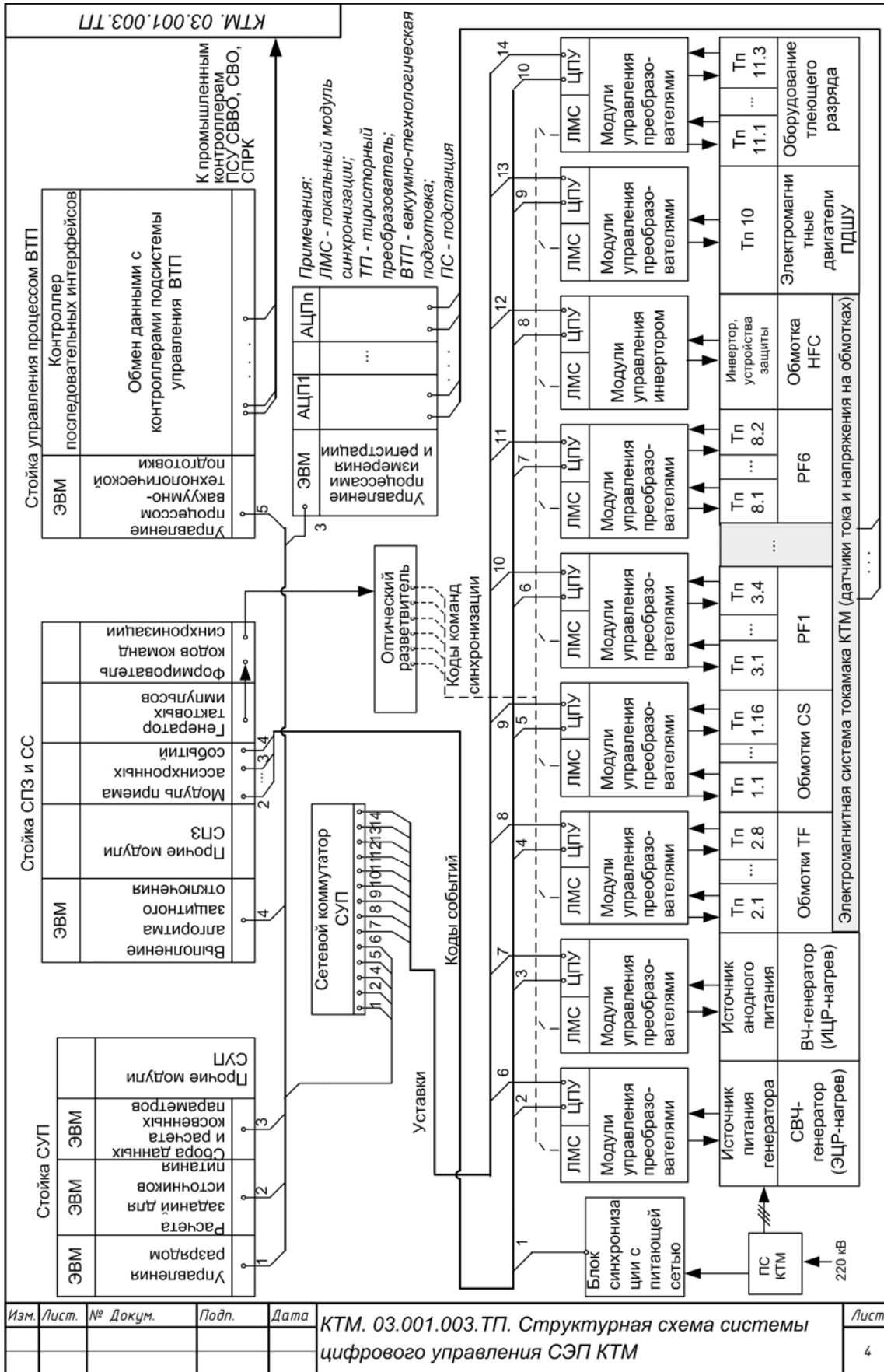
16. Калантаров П. Л, Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488с.
17. Кузнецов Ю.К., Набока А.М. // Физика плазмы. – Т. 7. – № 4. – 860 с.
18. The isoflux shape control algorithm. J. Ferron. <http://lithos.gat.com/pcs/isoflux/isoflux.html>. Дата обращения к документу 18.11.2006.
19. Development of multivariable control techniques for use with DIII-D plasma control system. // General atomics report GA-A23151.
20. Казахстанский материаловедческий токамак КТМ. Технический проект. Пояснительная записка. Т.1 // Санкт-Петербург, 2001.
21. Материалы технического проектирования токамака КТМ. – М: ТРИНИТИ, 2001.
22. Alex Coutlis, David J.N. Limebeer, Fellow, IEEE, John Peter Wainwright, Jonathan B. Lister, and Parag Vyas Frequency Response Identification of the Dynamics of a Tokamak Plasma. 2000.
23. Болтников А.В., Митришкин Ю.В., Цепакин И.А. Система автоматического управления положением плазмы по горизонтали и вертикали. – М.: Наука, 1989 г.
24. Самойленко Ю.И. Управление быстропротекающими процессами в термоядерных установках. – М.: Наука, 1989 г.
25. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, 2002. – 284с.
26. Дьяконов В. Simulink 4. Специальный справочник – СПб: Питер, 2002. – 586 с.
27. Грызлов А.И., Букаев П.В., Соловьёв Ю.В. Импульсная система генератора СВЧ-нагрева плазмы в термоядерной установке токамак Т. 4. В сб. «Электрофизическая аппаратура» НИИЭФА им. Д.В. Ефремова. № 17. Атомиздат, 1979. – С. 31–36.
28. Мальцев И.Г., Седых В.М. и др. Модульная структура мощного импульсного модулятора для питания ВЧ-системы линейного ускорителя ионов. Препринт ИФВЭ 94-66. –Протвино, 1994. – 7 с.
29. The development of plasma-heating equipment and classical high-power broadcast transmitter technology./Dr. Wolfram Schminke // Fusion Technology. Baden, 1988. – С. 432–437.
30. The structure of the power supplies for ITER-FEAT additional heating and current drive systems. // A. Maschio // Report. University of Padova – Department of Electrical Engineering, 2002 – С. 11.

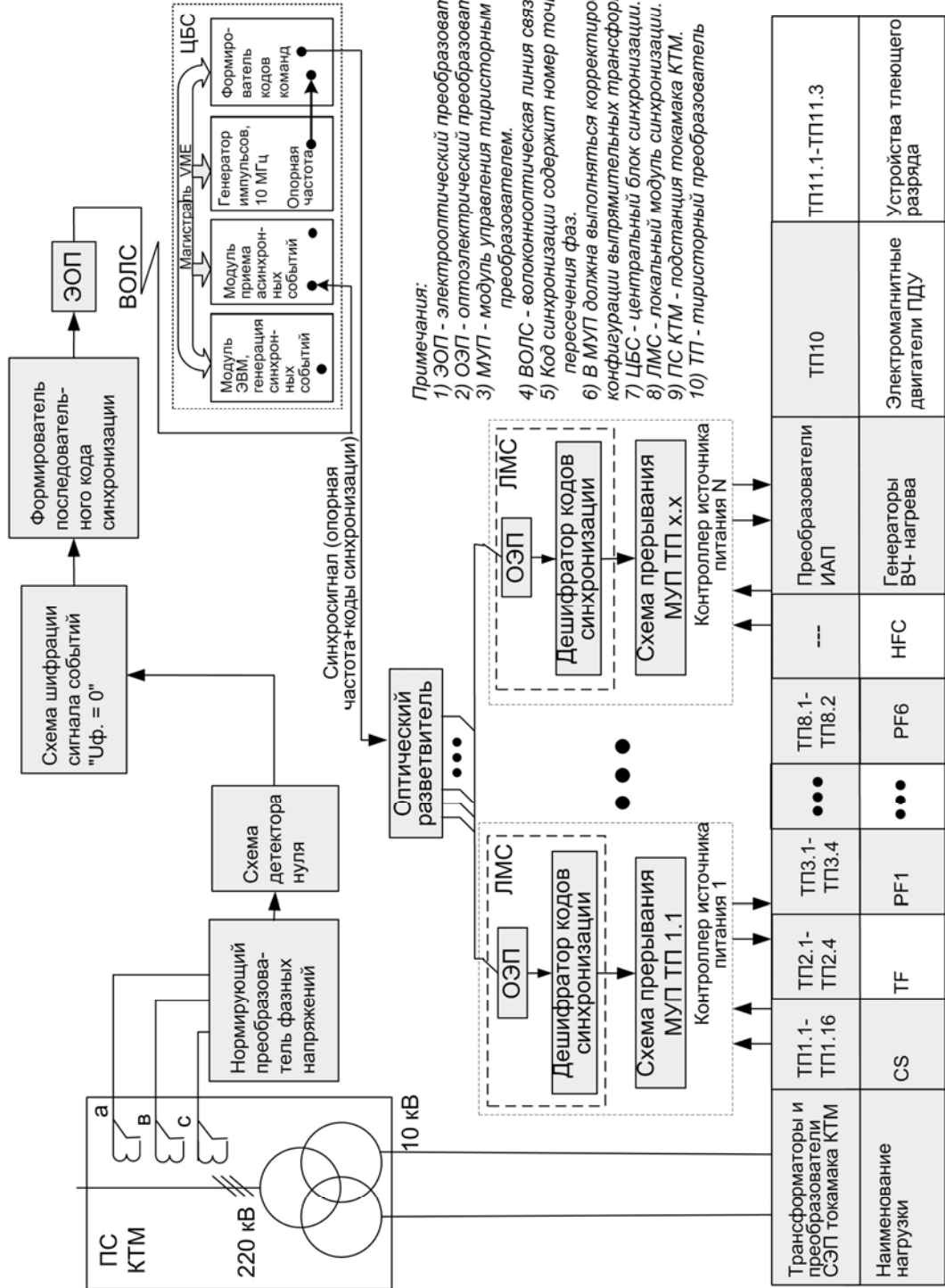


Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.001.ТТ. Структурная схема системы электропитания обмоток ЭМС КТМ	Лист
						2



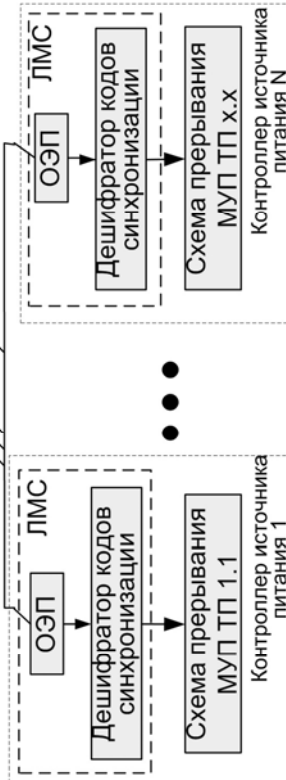
Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.002.ТП. Блок-схема алгоритма работы системы электропитания КТМ	Лист
						3



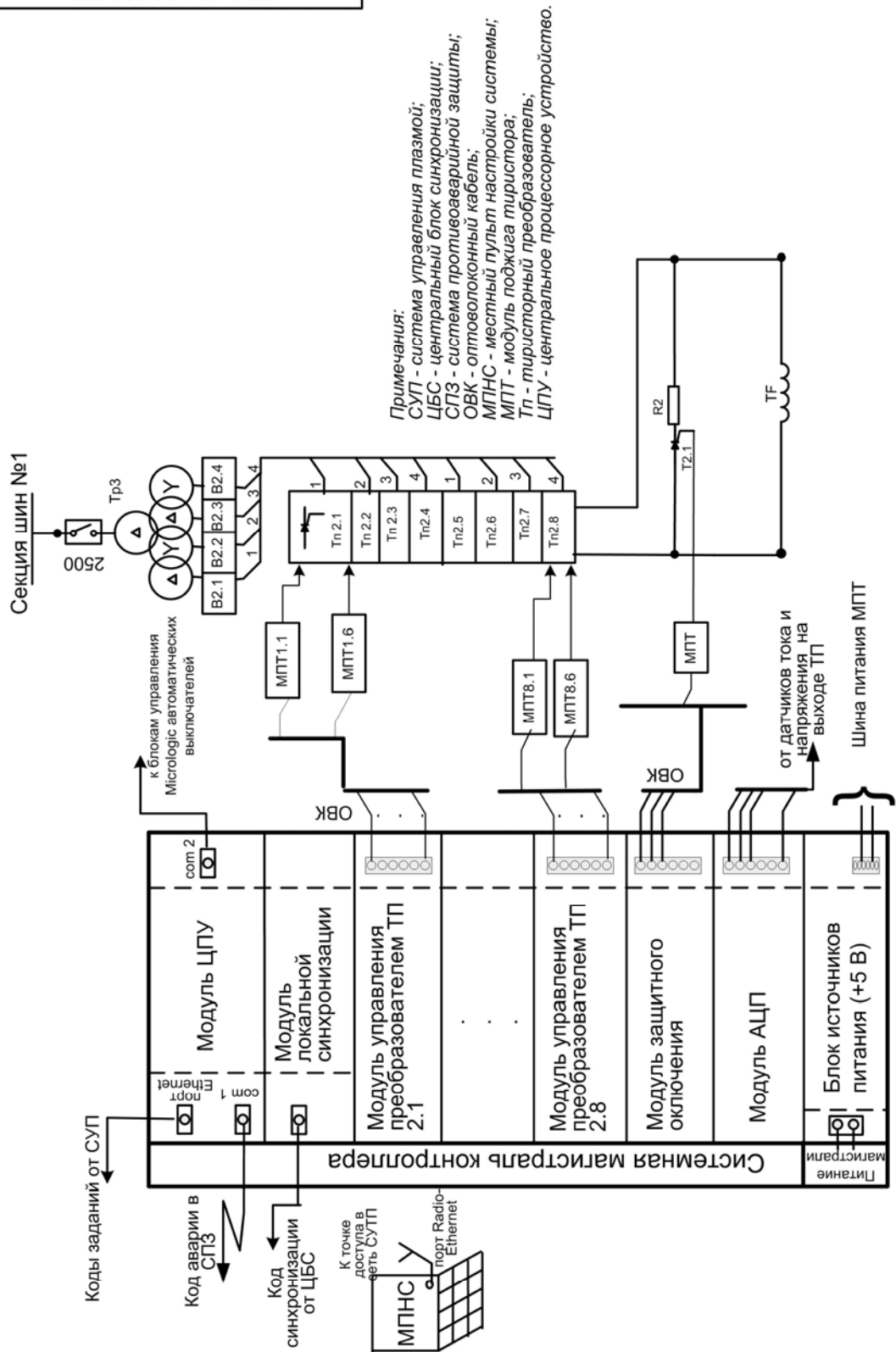


Примечания:

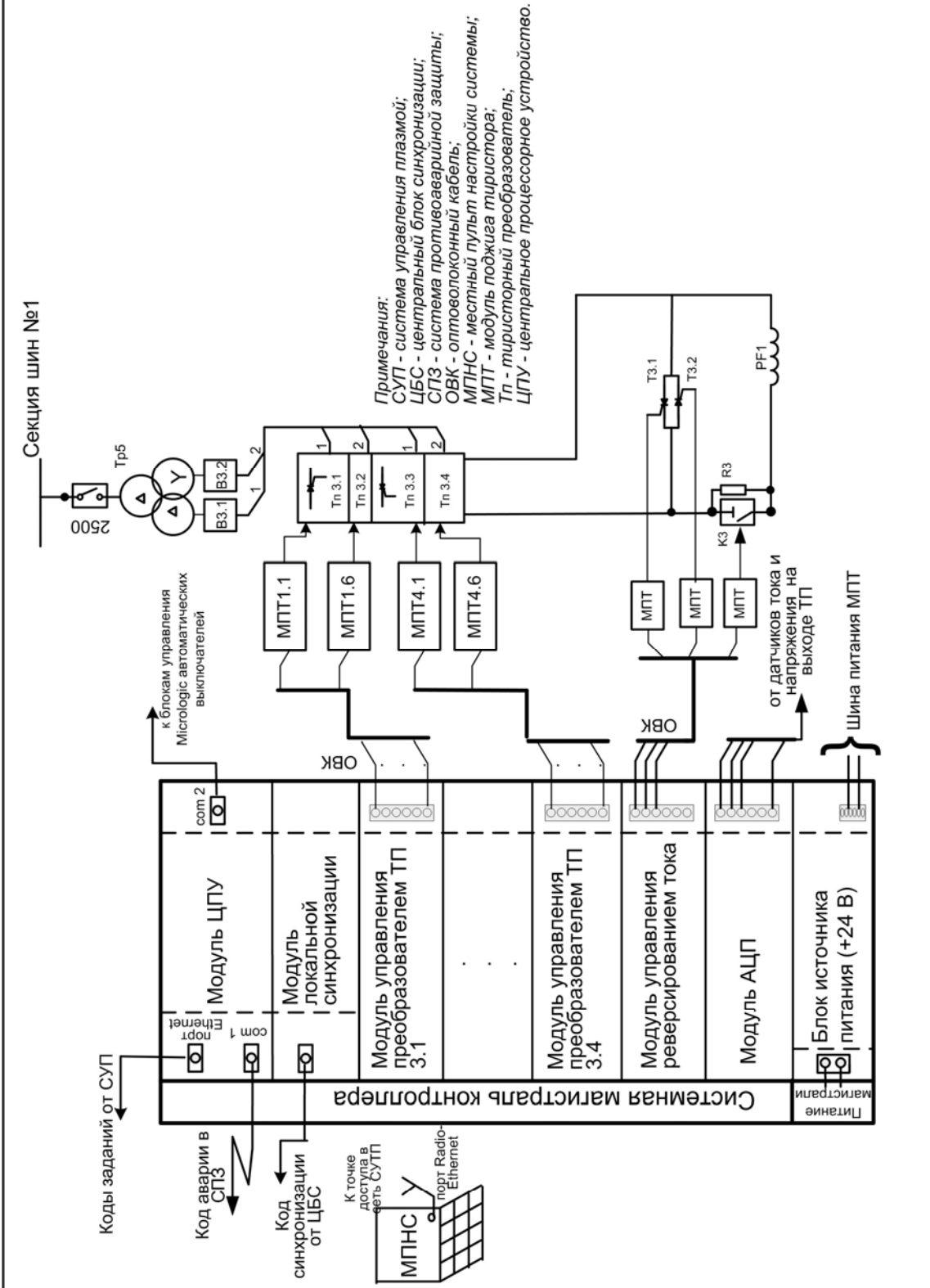
- 1) ЭОП - электрооптический преобразователь.
- 2) ОЭП - оптоэлектрический преобразователь.
- 3) МУП - модуль управления тиристорным преобразователем.
- 4) ВОЛС - волоконнооптическая линия связи.
- 5) Код синхронизации содержит номер точки пересечения фаз.
- 6) В МУП должна выполняться коррекция фазы с учетом конфигурации выпрямительных трансформаторов.
- 7) ЦБС - центральный блок синхронизации.
- 8) ЛМС - локальный модуль синхронизации.
- 9) ПС КТМ - подстанция токамака КТМ.
- 10) ТП - тиристорный преобразователь



Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.004.ТТ. Структурная схема синхронизации СЭП с сетью силового питания	Лист
						5

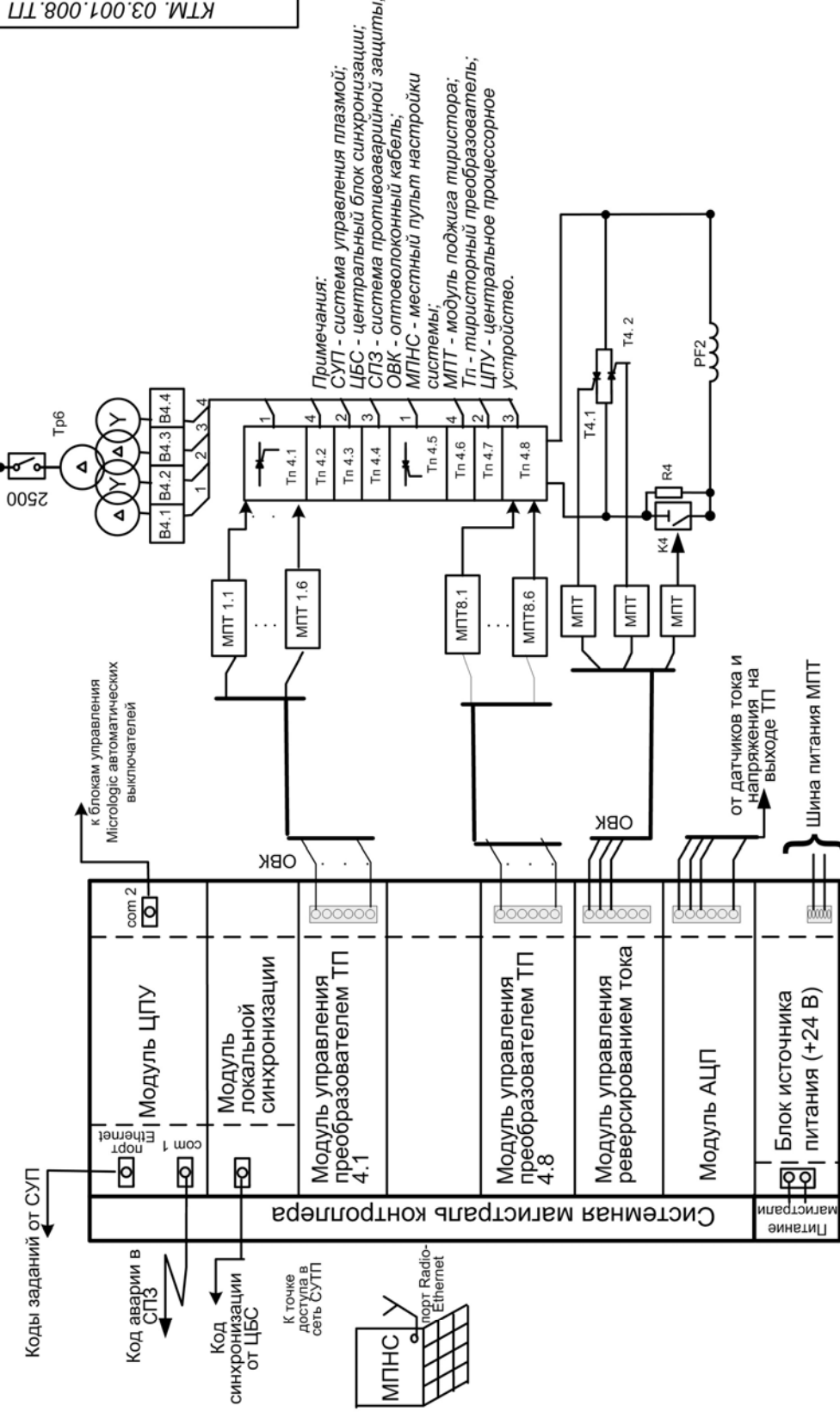


Изм.	Лист	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.006.ТТ. Структурная схема СЦУ источника питания обмотки TF КТМ	Лист
						7



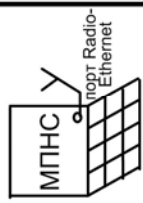
Изм.	Лист	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.007.ТП. Структурная схема СЦУ источника питания обмотки PF1 КТМ	Лист
						8

Секция шин №1



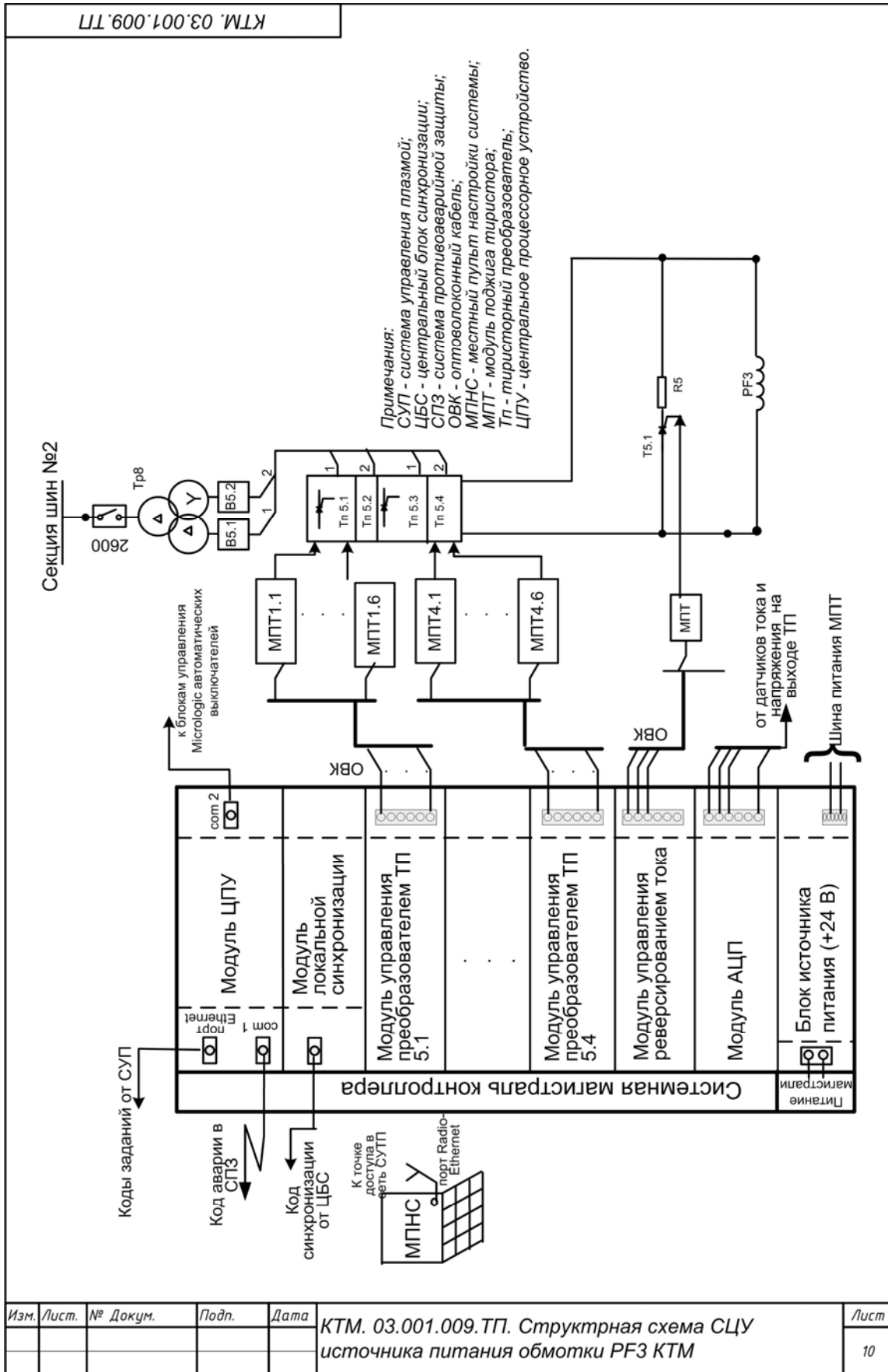
Примечания:
 СУП - система управления плазмой;
 ЦБС - центральный блок синхронизации;
 СПЗ - система противоаварийной защиты;
 ОВК - оптоволоконный кабель;
 МПНС - местный пульт настройки системы;
 МПТ - модуль поджига тиристора;
 Тп - тиристорный преобразователь;
 ЦПУ - центральное процессорное устройство.

Коды заданий от СУП
 Код аварии в СПЗ
 Код синхронизации от ЦБС
 К точке доступа в сеть СУП

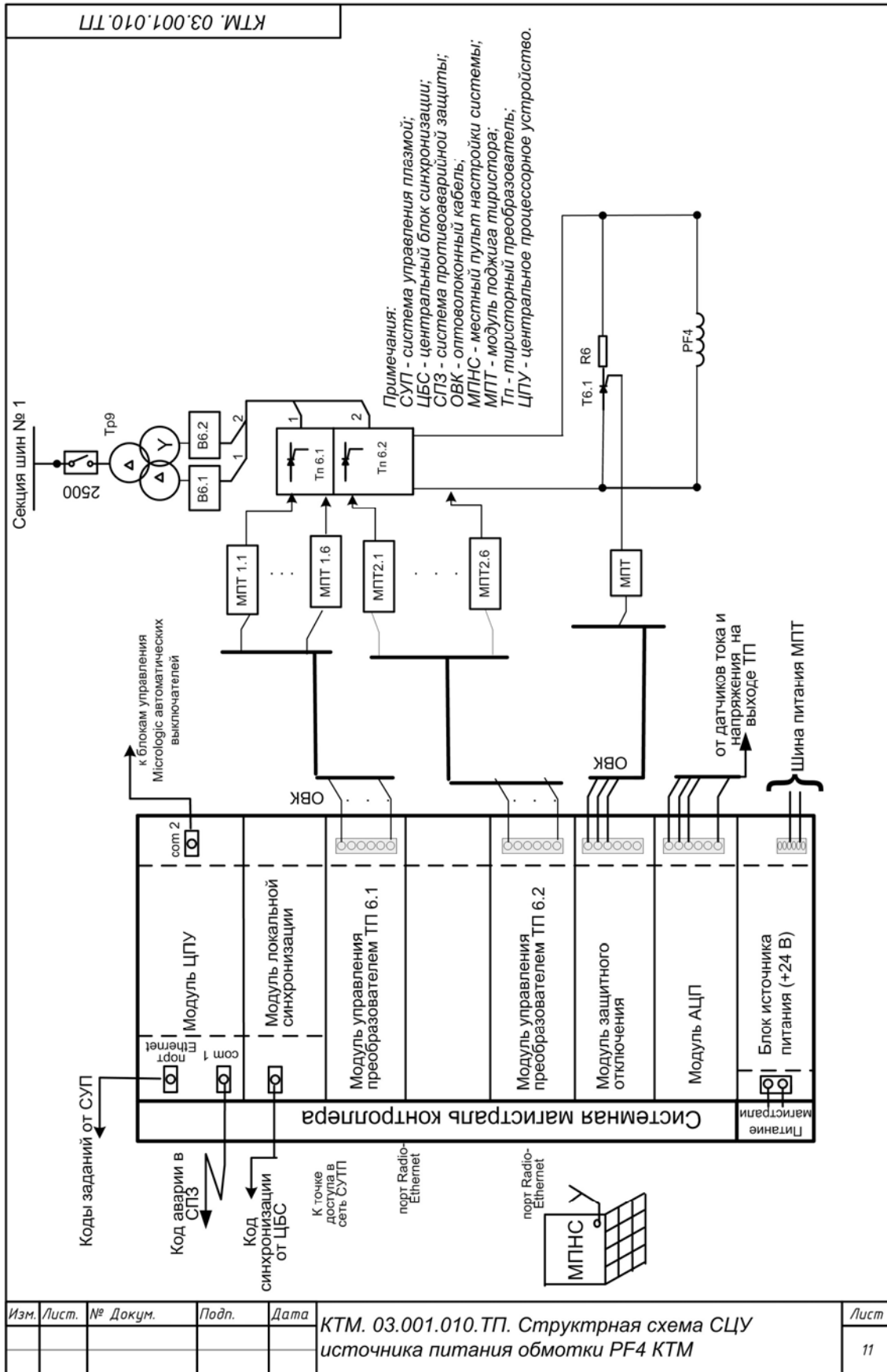


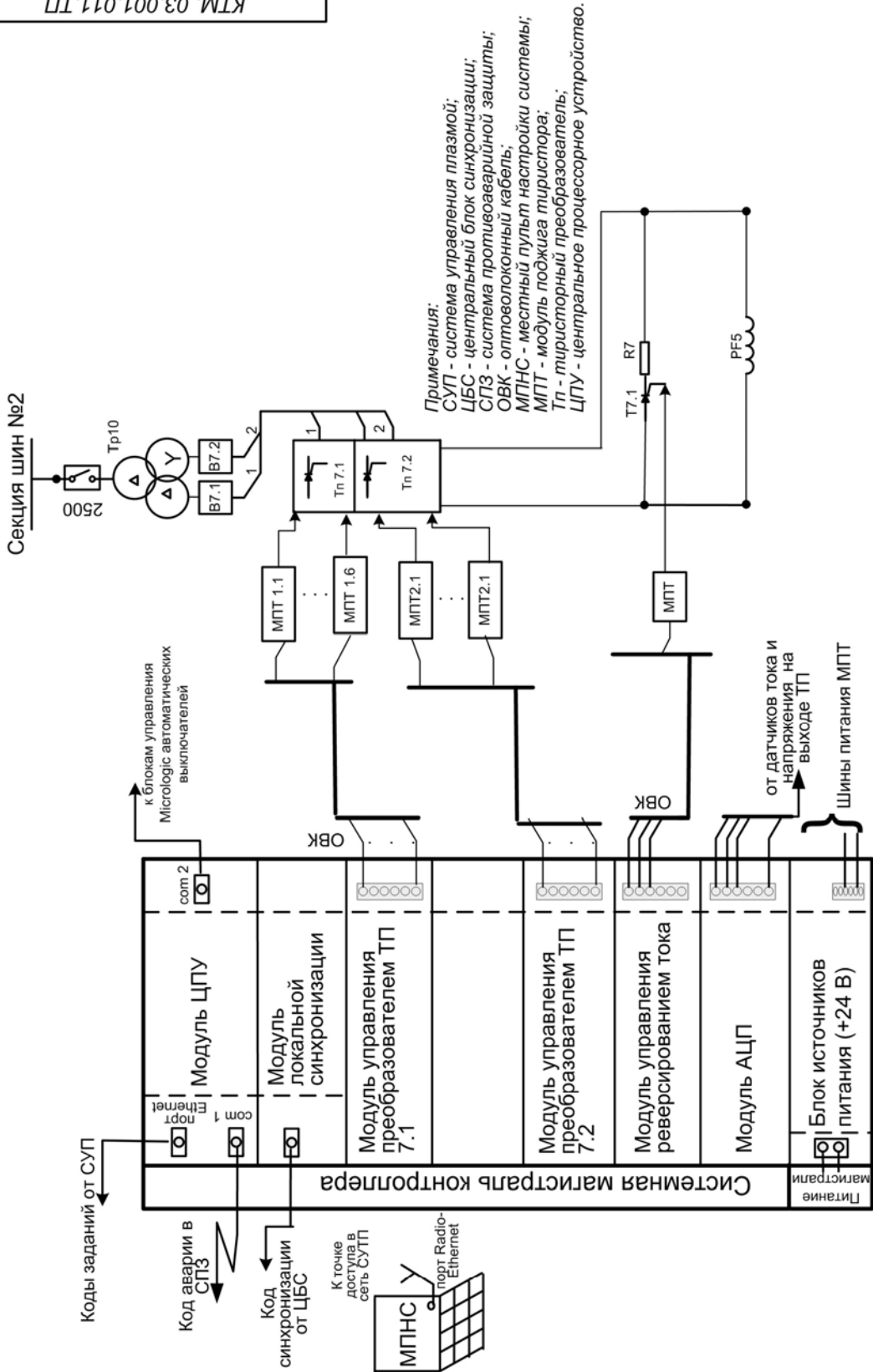
Системная магистраль контроллера

Изм.	Лист	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.008.ТТ. Структурная схема СЦУ источника питания обмотки PF2 КТМ	Лист
						9

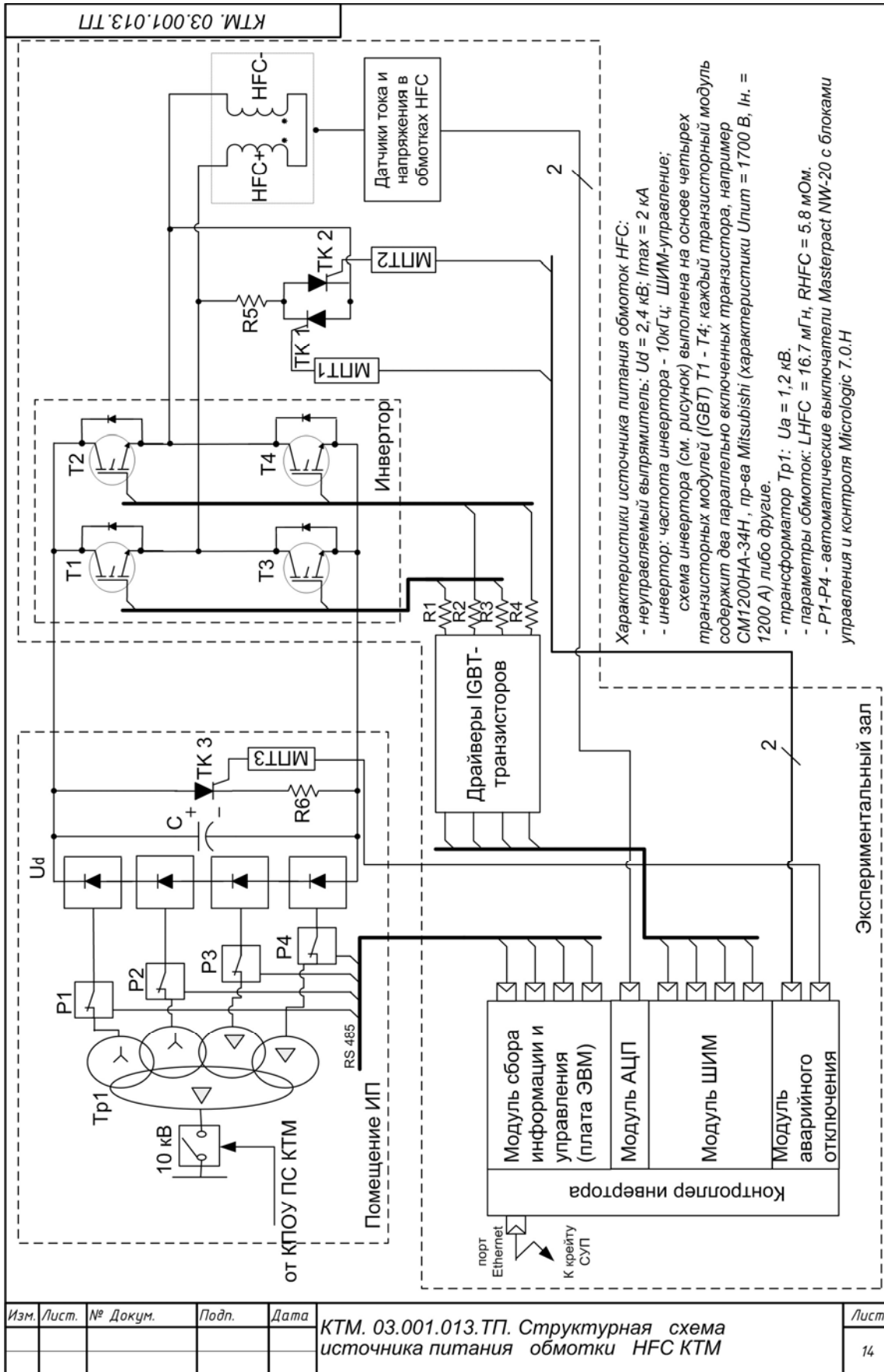


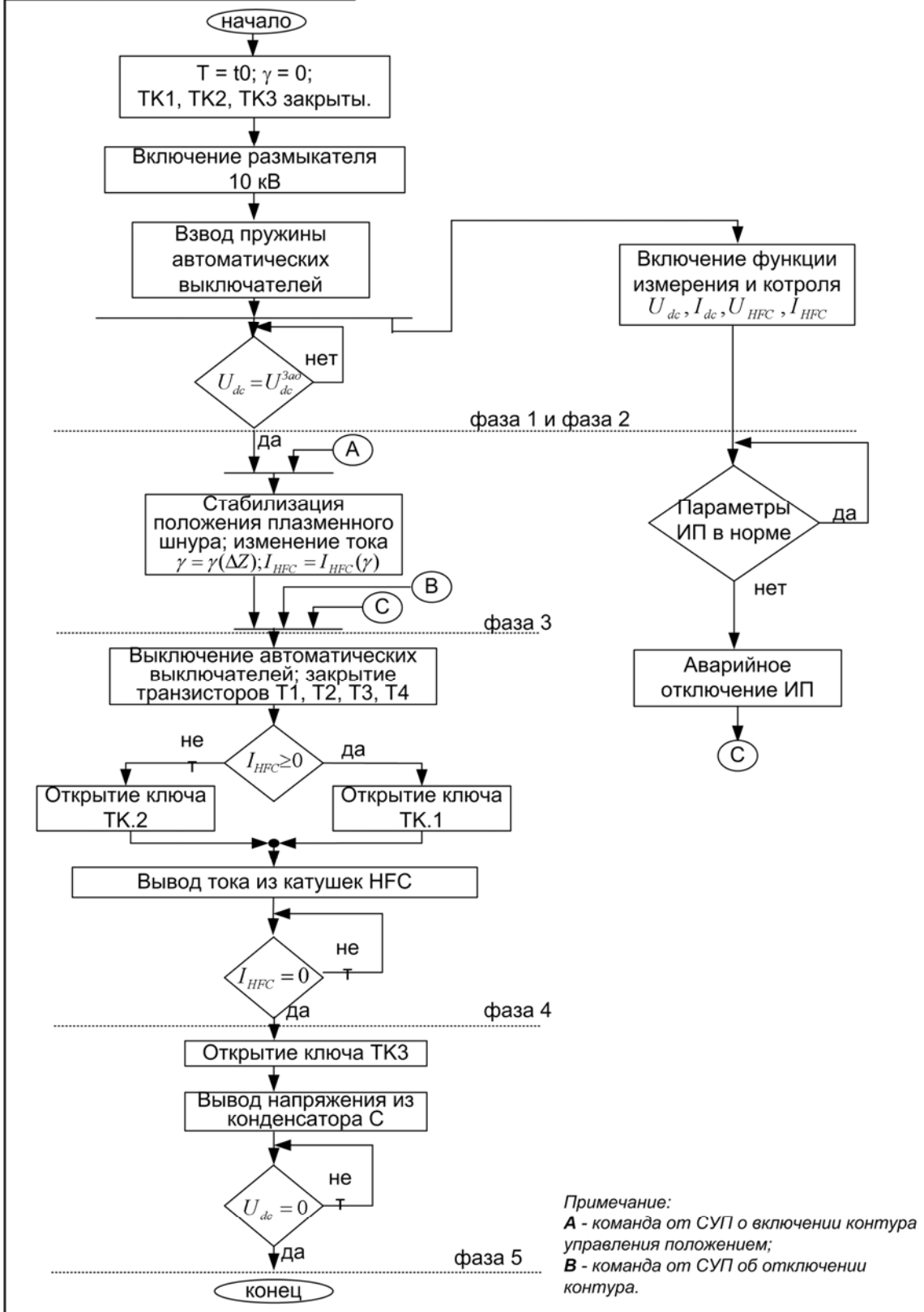
Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.009.ТТ. Структурная схема СЦУ источника питания обмотки PF3 КТМ	Лист
						10





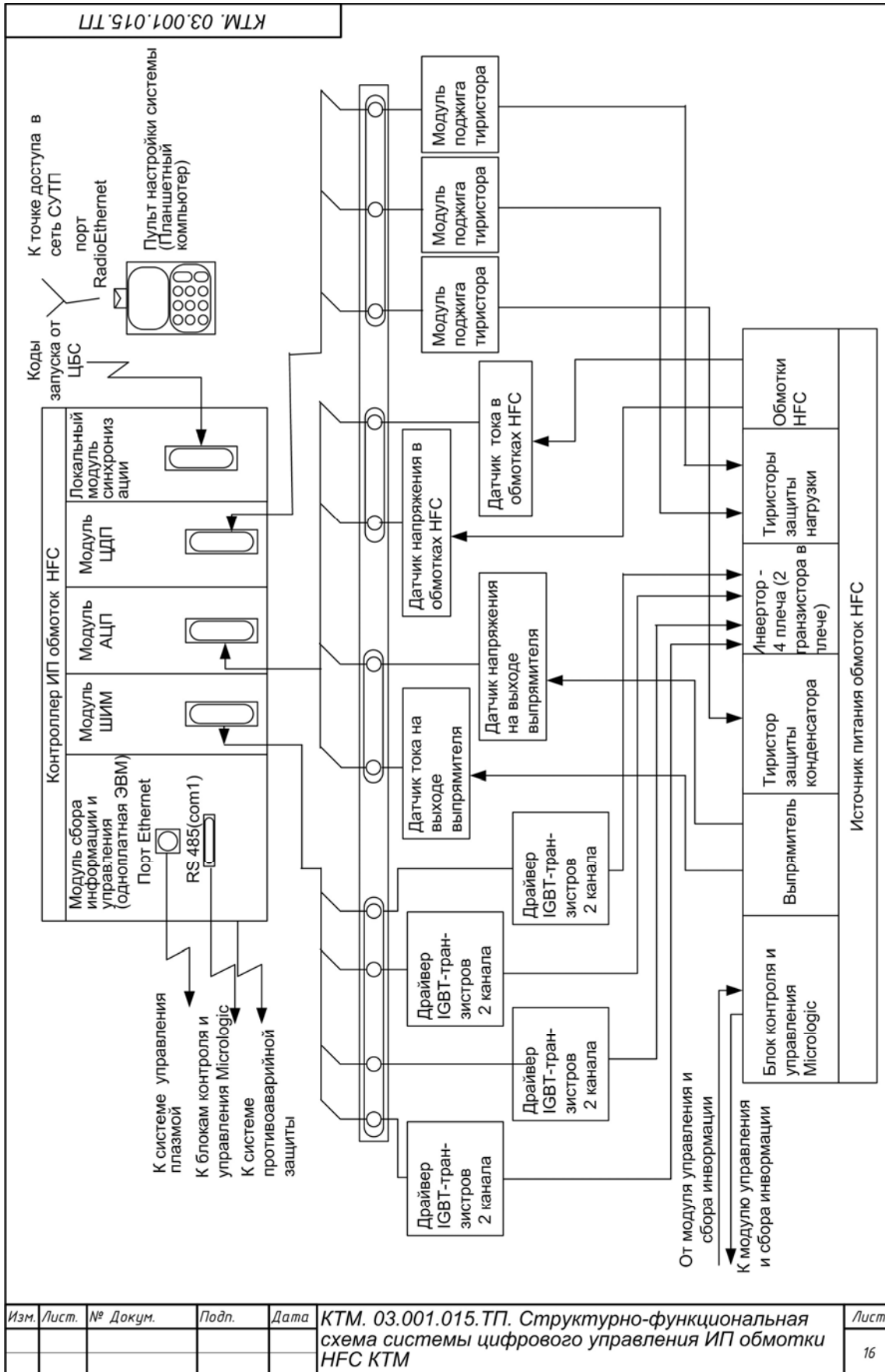
Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.011.ТП. Структурная схема СЦУ источника питания обмотки PF5 КТМ	Лист
						12

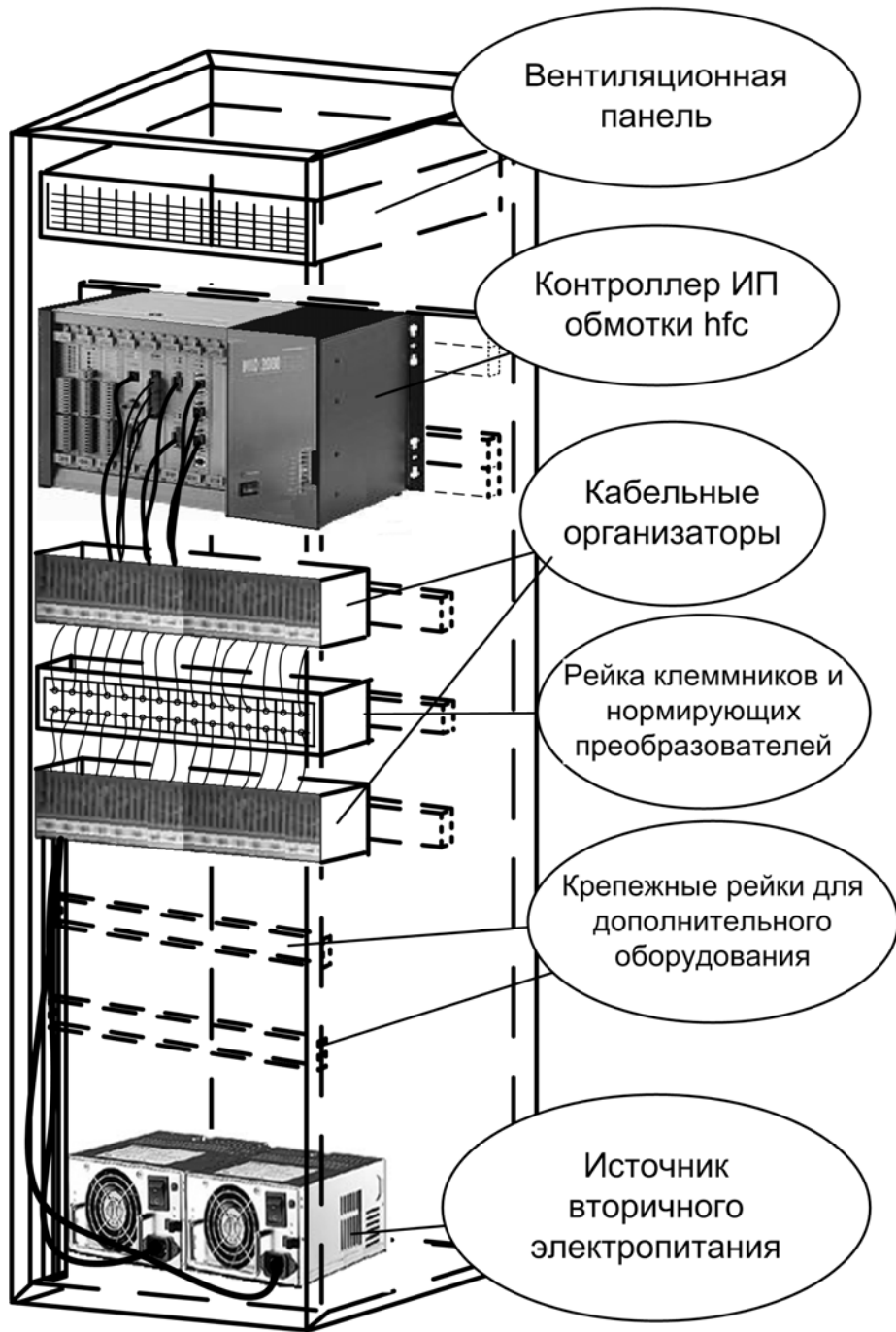




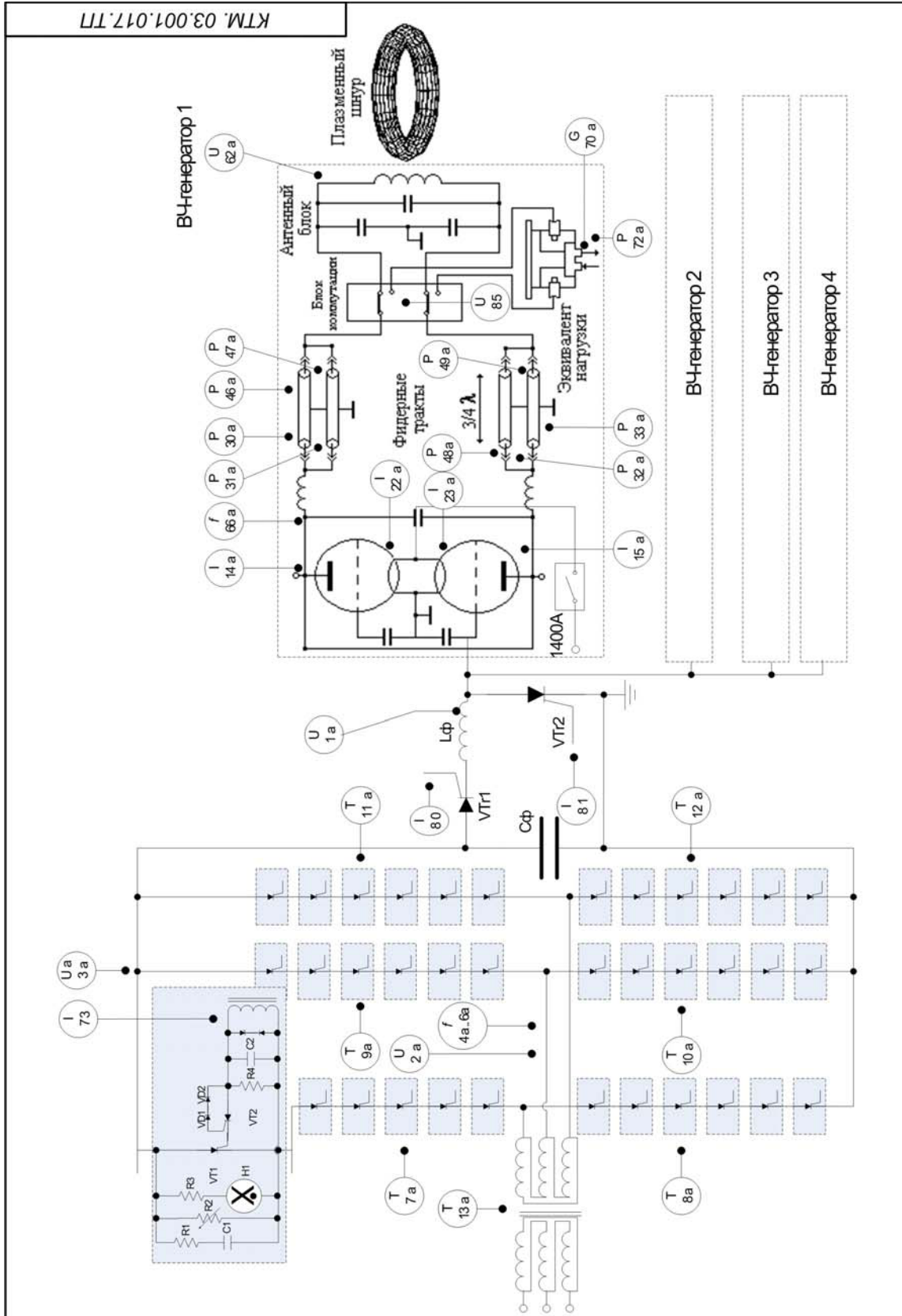
Примечание:
 А - команда от СУП о включении контура
 управления положением;
 В - команда от СУП об отключении
 контура.

Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.014.ТП. Алгоритм работы источника питания обмотки HFC КТМ	Лист
						15

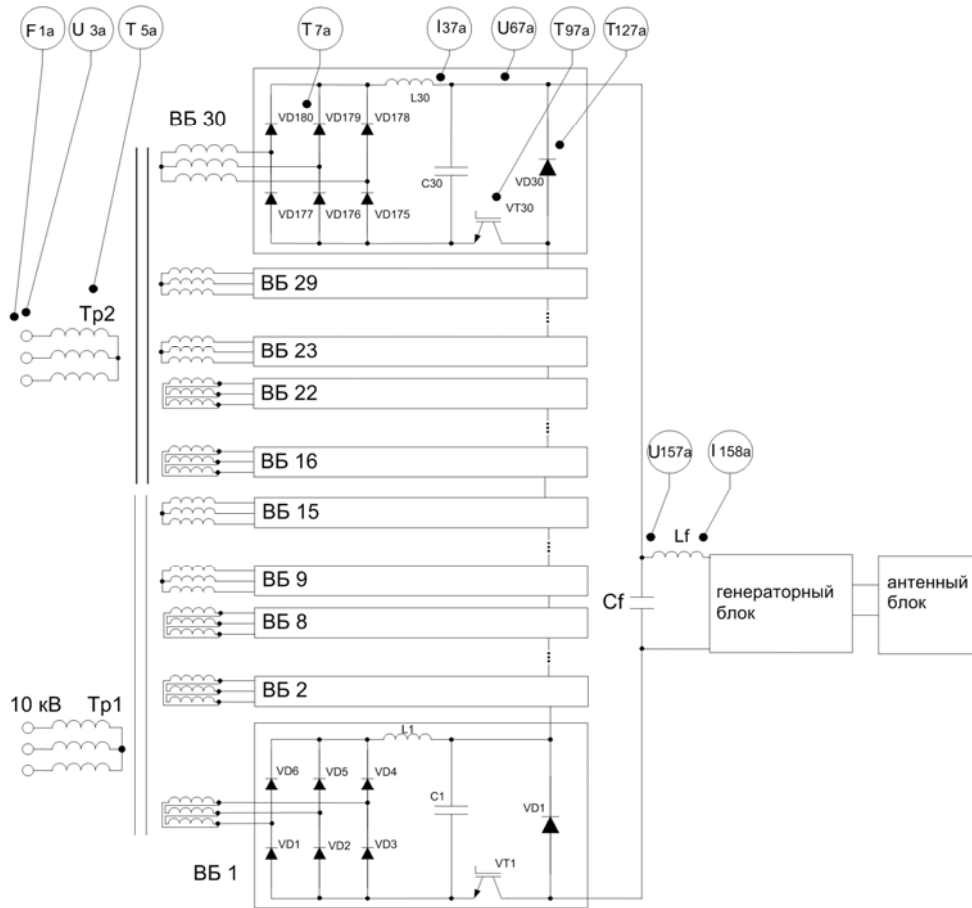




Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.016.ТП. Чертеж общего вида стойки управления источником питания обмотки HFC КТМ	Лист
						17

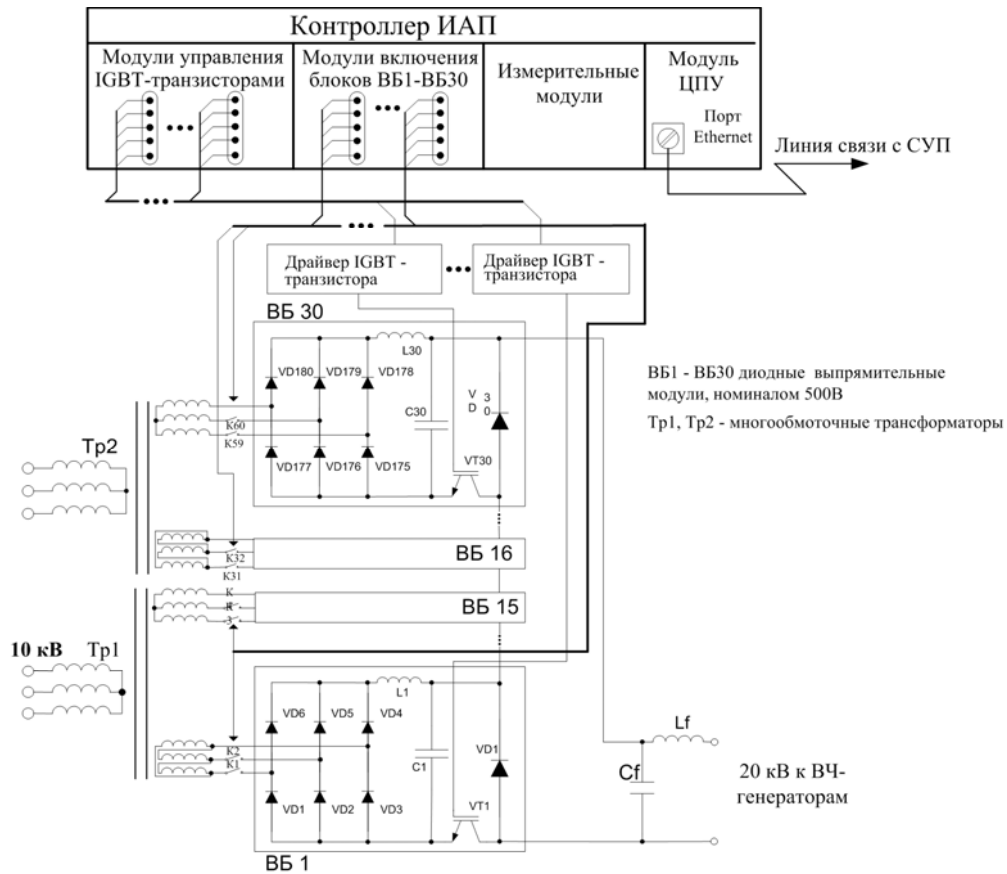


Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ. 03.001.017.ТП. Функциональная схема автоматизации установки ВЧ-нагрева (ИАП выполнен на основе мостового тиристорного выпрямителя)	Лист
						18



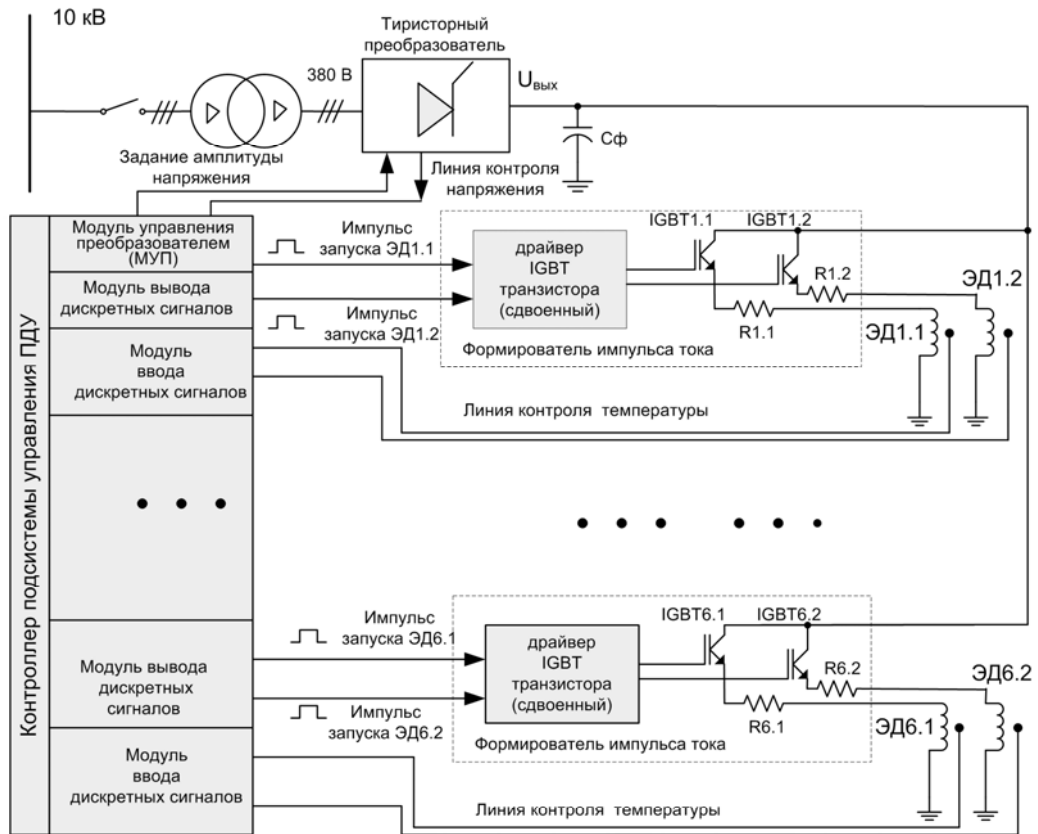
ВБ1 - ВБ30 диодные модули, номинал 500 В,
 а1 - а30 - сигналы включения модуля от
 системы управления

Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ.03.001.018.ТП. Функциональная схема автоматизации источника анодного питания с модульной структурой	Лист
						19



Амплитуда импульса напряжения	U_a кВ	20
Мощность отдаваемая в нагрузку	$P_{общ}$ МВт	8
Длительность импульса	$T_{имп}$ сек	0÷5
Время нарастания переднего фронта импульса	$T_{ФР}$ мсек	≤1
Время спада заднего фронта импульса	$T_{СП}$ мсек	≤1
Период повторения рабочего цикла	$Q_{раб}$ мин	10
Эквивалентное сопротивление нагрузки	$R_{эки}$ Ом	75

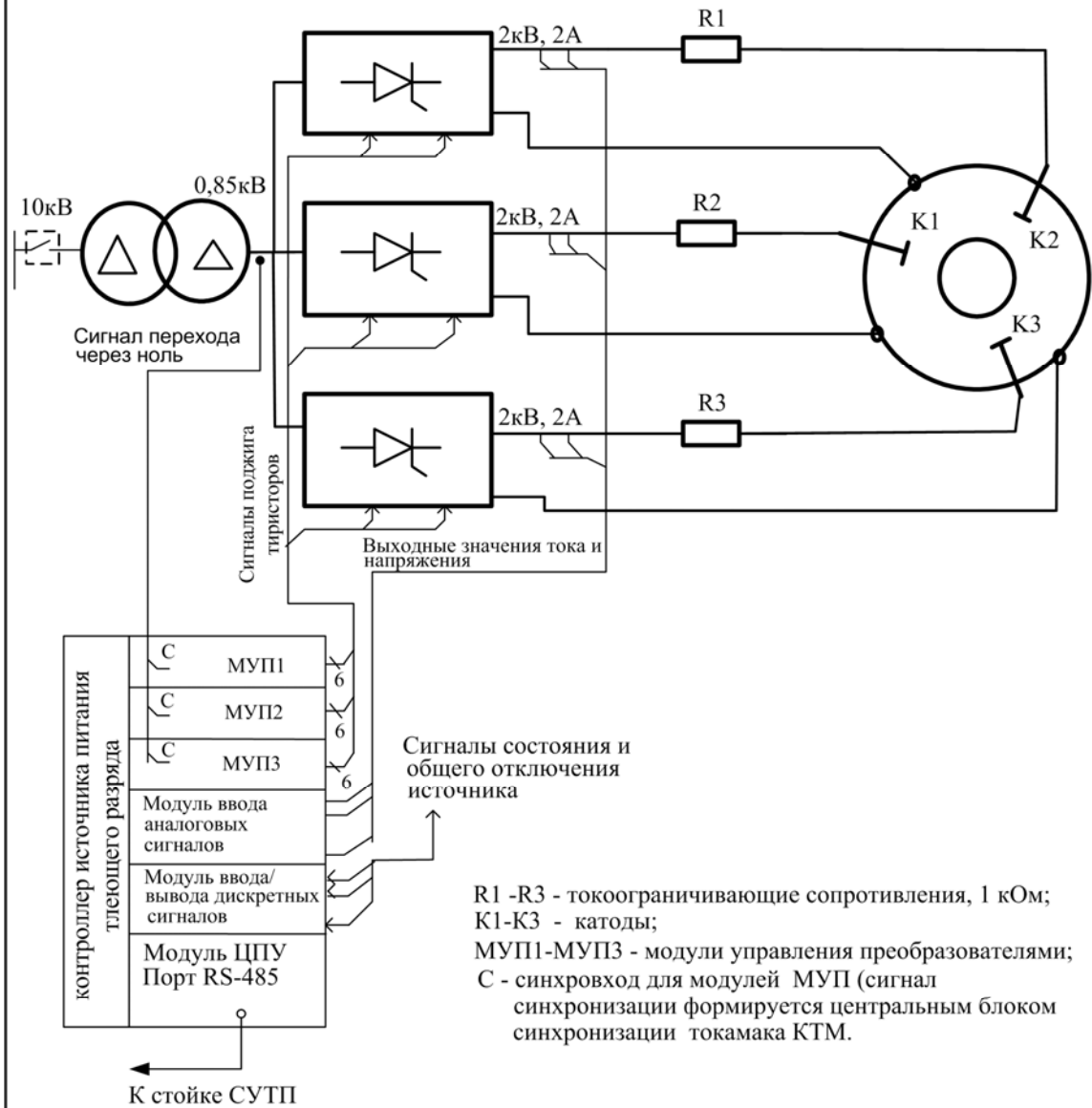
Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ.03.001.019.ТП. Структурная схема системы цифрового управления источником анодного питания КТМ	Лист
						20



Характеристики устройств:

- Электромагнитные двигатели идентичны - активное сопротивление - 0,71 Ом;
- индуктивность - 0,133 Гн;
- Драйвер IGBT транзисторов (сдвоенный) - SKHI 21, 22 (SEMIKRON);
- Максимальный ток выпрямителя - 100 А;
- Максимальный ток через обмотку одного двигателя - 25 А;
- Величина добавочных сопротивлений (R1.1-R6.2) - 2 Ом.

Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ.03.001.020.ТП. Структурная схема СЦУ приводами подъема/вращения ПДУ	Лист
						21



Изм.	Лист.	№ Докум.	Подп.	Дата	КТМ.03.001.021.ТП. Структурная схема системы цифрового управления источником питания тлеющего разряда	Лист
						22

Учебное издание

ПАВЛОВ Вадим Михайлович
СТОЛЯРОВ Андрей Геннадьевич
КУДРЯВЦЕВ Владимир Александрович
КАЧКИН Александр Георгиевич

СИСТЕМА ЦИФРОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ ТОКАМАКА КТМ

Учебное пособие

Научный редактор
доктор технических наук,
профессор

В.И. Бойко

Редактор

С.П. Барей

Верстка

Д.В. Сотникова

Дизайн обложки


*О.Ю. Аршинова
О.А. Дмитриев*

Подписано к печати .00.2009. Формат 60x84/16. Бумага «Снегурочка».
Печать XEROX. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. .
Заказ 832. Тираж 200 экз.



Томский политехнический университет
Система менеджмента качества
Томского политехнического университета сертифицирована
NATIONAL QUALITY ASSURANCE по стандарту ISO 9001:2000



ИЗДАТЕЛЬСТВО  ТПУ. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30.