

ББК 31.21  
Г 38

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор, директор Института систем управления, декан факультета «Мехатроника и управление», заведующий кафедрой «Мехатроника и робототехника» БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д. Ф. Устинова *Загашвили Юрий Владимирович*,  
доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Электротехника и электрооборудование судов» СПбГМТУ *Дмитриев Борис Федорович*.

Герман-Галкин. С. Г.

Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. — СПб.: КОРОНА-Век, 2008. — 368 с.  
ISBN 978-5-903383-39-9

Данная книга представляет собой учебник по моделированию мехатронных систем в среде Matlab-Simulink. Приводится описание библиотек пакетов Simulink и Sim Power System, которые используются при исследовании мехатронных систем. Излагаются вопросы построения и модельного проектирования мехатронных систем постоянного и переменного тока.

Книга может быть полезна студентам соответствующих специальностей технических университетов и вузов, дипломникам, аспирантам, слушателям курсов повышения квалификации, инженерам-проектировщикам систем мехатроники, а также преподавателям, желающим использовать современные компьютерные технологии при разработке учебно-методических комплексов.

ISBN 978-5-903383-39-9

© КОРОНА-Век, 2008

*Сергей Германович Герман-Галкин*

**Matlab & Simulink**

**Проектирование мехатронных систем на ПК**

Ответственный за выпуск *Катенин С. Б.* Верстка *Симанова А. С.*  
Обложка *Чиклаев А. А.*

ООО «КОРОНА-Век», 190005 Санкт-Петербург, Измайловский пр., 29.

Подписано к печати 29.11.07. Формат 70 × 100<sup>1/16</sup>. Бумага газетная.  
Гарнитура «Таймс». Печать офсетная. Тираж 1500 экз. Заказ № 1153

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Техническая книга»  
190005 Санкт-Петербург, Измайловский пр., 29

## Содержание

Предисловие .....	7
<b>Глава 1.</b>	
<b>Моделирование и мехатроника. Основные понятия</b>	
1.1. Моделирование, основные понятия и определения .....	9
1.2. Мехатроника, основные понятия и определения .....	13
1.2.1. Состав мехатронной системы .....	14
1.3. Вопросы разработки моделей мехатронных систем .....	15
<b>Глава 2.</b>	
<b>Пакет Simulink — визуальная среда проектирования мехатронных систем</b>	
2.1. Общие вопросы создания моделей в пакете Simulink .....	19
2.1.1. Обзорщик разделов библиотек пакета Simulink .....	19
2.1.2. Создание модели .....	21
2.1.3. Установка параметров расчета и его выполнение .....	23
2.1.4. Установка параметров обмена с рабочей областью .....	25
2.1.5. Выполнение расчета .....	26
2.2. Библиотеки пакета Simulink .....	26
2.2.1. Sources — источники сигналов .....	26
2.2.2. Sinks — приемники сигналов .....	31
2.2.3. Continuous — аналоговые (непрерывные) блоки .....	35
2.2.4. Discontinuities — нелинейные блоки .....	39
2.2.5. Discrete — дискретные блоки .....	42
2.2.6. Math — блоки математических операций .....	45
2.2.7. Signal Routing — библиотека маршрутизации сигналов .....	48
<b>Глава 3.</b>	
<b>Динамика объектов управления мехатронных систем</b>	
3.1. Математическое описание непрерывных объектов управления в мехатронных системах .....	50
3.2. Математическое описание дискретных объектов управления в мехатронных системах .....	52
3.3. Представление математического описания объектов управления мехатронных систем в пакете Control System Toolbox .....	53
3.4. Представление математического описания объектов управления мехатронных систем в пакете Simulink .....	57
3.5. Динамические характеристики объектов управления в Control System Toolbox .....	57
3.6. Динамические характеристики объектов управления мехатронных систем в пакете Simulink .....	60
3.7. Оценка качества и требования к динамическим характеристикам мехатронных систем .....	68
3.7.1. Оценка качества по показателям переходного процесса в системе .....	69
3.7.2. Оценки качества, основанные на анализе частотных характеристик .....	70
3.7.3. Оценки качества, основанные на анализе распределения корней характеристического уравнения .....	72
3.7.4. Интегральные оценки качества .....	73
3.8. Регуляторы в мехатронных системах .....	74
3.8.1. Методика синтеза регуляторов в мехатронной системе .....	74
3.8.2. Синтез непрерывных регуляторов методом корневого годографа в пакете Control System Toolbox .....	76
3.8.3. Синтез непрерывных регуляторов во временной и частотной областях в подчиненных структурах .....	83
3.9. Преобразование непрерывных регуляторов к цифровым аналогам .....	92
3.9.1. Метод параллельного программирования .....	95

3.9.2. Метод прямого программирования .....	99
3.10. Динамические характеристики импульсного звена мехатронной системы .....	101
<b>Глава 4.</b>	
<b>Элементы устройств силовой электроники в пакете Sim Power System</b>	
4.1. Введение .....	104
4.2. Пакет расширения Sim Power System .....	105
4.2.1. Основные особенности создания моделей .....	105
4.3. Библиотеки пакета Sim Power Systems 3 .....	106
4.3.1. Electrical Sources — источники электрической энергии .....	107
4.3.2. Elements — электротехнические элементы .....	108
4.3.3. Power Electronics — устройства силовой электроники .....	109
4.3.4. Measurements — измерительные и контрольные устройства .....	110
4.3.5. Powerlib Extras — расширенные библиотеки .....	110
4.4. Активные элементы силовых полупроводниковых преобразователей в пакете Sim Power System .....	111
4.4.1. DC Voltage Source. Идеальный источник постоянного напряжения .....	111
4.4.2. AC Voltage Source. Идеальный источник переменного (синусоидального) напряжения .....	112
4.4.3. AC Current Source. Идеальный источник переменного (синусоидального) тока .....	114
4.4.4. Controlled Voltage Source. Управляемый источник напряжения. Controlled Current Source. Управляемый источник тока .....	115
4.4.5. 3-Phase Source. Трехфазный источник синусоидального напряжения .....	117
4.5. Пассивные элементы силовых полупроводниковых преобразователей в Sim Power System .....	119
4.5.1. Введение .....	119
4.5.2. Series RLC Branch. Последовательная RLC-цепь. Parallel RLC Branch. Параллельная RLC-цепь. 3-Phase Series RLC Branch. Трехфазная последовательная RLC-цепь. 3-Phase Parallel RLC Branch. Трехфазная параллельная RLC-цепь .....	119
4.5.3. Series RLC Load. Последовательная RLC-нагрузка. Parallel RLC Load. Параллельная RLC-нагрузка. 3-Phase Series RLC Load. Трехфазная последовательная RLC-нагрузка. 3-Phase Parallel RLC Load. Трехфазная параллельная RLC-нагрузка .....	121
4.5.4. Breaker. Выключатель переменного тока. 3-Phase Breaker. Трехфазный выключатель переменного тока .....	122
4.5.5. The Three-Phase Fault block. Трехфазный блок повреждений .....	124
4.5.6. Трансформаторы .....	126
4.5.7. Three-phase Transformer (Three Windings). Трехфазный трехобмоточный трансформатор .....	129
4.6. Полупроводниковые элементы силовых полупроводниковых преобразователей в пакете Sim Power System .....	131
4.6.1. Классификация полупроводниковых приборов преобразователей .....	131
4.6.2. Силовые полупроводниковые диоды .....	132
4.6.3. Тиристор .....	135
4.6.4. Полностью управляемые GTO тиристоры .....	141
4.6.5. Биполярные IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) транзисторы .....	143
4.6.6. Полевые MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) транзисторы .....	147
4.6.7. Интегрально-модульные конструкции в Sim Power System .....	148
<b>Глава 5.</b>	
<b>Модельное исследование устройств силовой электроники</b>	
5.1. Введение .....	151
5.2. Силовые полупроводниковые преобразователи в системах мехатроники .....	152
5.3. Основные характеристики устройств силовой электроники .....	153
5.4. Управляемые выпрямители .....	155

5.4.1. Вводные замечания .....	155
5.4.2. Однофазный управляемый выпрямитель .....	155
5.4.3. Управляемый выпрямитель в режиме инвертора, ведомого сетью .....	161
5.4.4. Трехфазные управляемые выпрямители .....	163
5.4.5. Высшие гармоники первичного тока управляемых выпрямителей .....	165
5.4.6. Энергетические и электромагнитные характеристики управляемых выпрямителей .....	166
5.4.7. Моделирование управляемого выпрямителя (УВ) .....	167
5.5. Преобразователи постоянного напряжения .....	173
5.5.1. Одноплечевой ШИП с симметричным законом управлением .....	173
5.5.2. Одноплечевой широтно-импульсный преобразователь с релейным регулированием тока .....	175
5.5.3. Мостовой широтно-импульсный преобразователь .....	176
5.6. Аналитическое представление электромагнитных и энергетических характеристик широтно-импульсных преобразователей .....	179
5.7. Моделирование мостового широтно-импульсного преобразователя с поочередным законом управления в установившихся режимах .....	181
5.8. Динамические модели ШИП в системах мехатроники .....	187
5.9. Автономные инверторы .....	189
5.9.1. Вводные замечания .....	189
5.9.2. Однофазные инверторы .....	189
5.9.3. Трехфазные автономные инверторы .....	194
5.9.4. Многоуровневые инверторы .....	202
5.10. Основные характеристики инверторов .....	204
5.11. Моделирование трехфазного инвертора .....	205
5.12. Модельное проектирование вторичных источников питания для силовых полупроводниковых преобразователей .....	209
5.12.1. Расчетная схема мехатронной подсистемы «сеть — вторичный источник питания — силовой полупроводниковый преобразователь — электрическая машина» .....	209
5.12.2. Выпрямитель с фильтром в качестве ВИП .....	211
5.12.3. Выпрямитель с цепью сброса энергии в качестве ВИП .....	214
5.12.4. Выпрямитель с широтно-импульсным стабилизатором в качестве ВИП .....	217
5.12.5. Сетевой трехфазный инвертор (активный выпрямитель) с синусоидальной ШИМ в качестве ВИП .....	220
<b>Глава 6.</b>	
<b>Электрические машины в пакете Sim Power System</b>	
6.1. Математическое описание и модели машины постоянного тока в пакете Sim Power System .....	228
6.2. Математическое описание и модели асинхронных машин в пакете Sim Power System .....	233
6.3. Математическое описание и модели синхронных машин в пакете Sim Power System .....	239
6.3.1. Магнитоэлектрическая синхронная машина .....	239
6.3.2. Шаговые двигатели .....	244
<b>Глава 7.</b>	
<b>Модельное проектирование мехатронных систем постоянного тока</b>	
7.1. Математическое описание, структурные схемы и модели двигателя постоянного тока .....	246
7.2. Синтез регуляторов в одноконтурной скоростной системе постоянного тока .....	249
7.3. Синтез регуляторов в двухконтурной скоростной системе постоянного тока .....	256
7.4. Синтез регуляторов в следящей системе постоянного тока .....	261
7.5. Синтез регуляторов в следящей робототехнической системе постоянного тока .....	263
7.6. Виртуальная модель одноконтурной скоростной системы постоянного тока с ШИП .....	270

7. Виртуальная модель двухконтурной скоростной системы постоянного тока с ШИМ .....	272
8. Исследование статических характеристик системы постоянного тока на виртуальной модели .....	273
9. Имитационные лабораторные стенды систем постоянного тока в пакете Sim Power System .....	275
10. Алгоритм проектирования системы постоянного тока с силовыми полупроводниковыми преобразователями .....	282

## Глава 8. Модельное проектирование асинхронных мехатронных систем

1. Математическое описание, структурные и виртуальные схемы моделирования обобщенной асинхронной машины .....	282
1.1. Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором .....	287
8.1.2. Анализ АКЗ в неподвижной системе координат .....	288
8.1.3. Анализ АКЗ во вращающейся системе координат .....	291
2. Структурные модели асинхронных систем с частотным управлением .....	296
3. Структурные модели асинхронных систем с частотно-токовым управлением .....	303
4. Структурные модели замкнутых асинхронных систем векторным управлением .....	305
8.4.1. Частотная асинхронная система с векторным управлением .....	305
8.4.2. Частотно-токовая асинхронная система с векторным управлением .....	308
5. Виртуальная частотно-токовая асинхронная система с векторным управлением .....	311
6. Электромагнитные процессы в замкнутой асинхронной системе .....	314
7. Имитационные лабораторные стенды асинхронных систем в пакете Sim Power System .....	316

## Глава 9. Модельное проектирование синхронных мехатронных систем

1. Введение .....	324
2. Математическое описание, структурная схема и модель вентильного двигателя в неподвижной системе координат с безынерционным каналом ДПР-ПК .....	325
3. Математическое описание, структурные схемы и модели вентильного двигателя во вращающейся системе координат с безынерционным каналом ДПР-ПК .....	330
4. Анализ влияния перекрестных связей в ВД .....	332
5. Статические характеристики ВД при питании от источника напряжения .....	335
6. Датчики положения ротора и преобразователи координат, выполненные на вращающихся трансформаторах .....	336
7. Математическое описание, структурные схемы модели вентильного двигателя с инерционным каналом ДПР-ПК-АИ .....	339
8. Статические характеристики ВД с инерционным каналом ДПР-ПК-АИ .....	344
9. Исследование виртуальной модели ВД безынерционным каналом ДПР-ПК и инвертором с синусоидальной ШИМ .....	346
10. Исследование виртуальной модели ВД инерционным каналом ДПР-ПК и инвертором с синусоидальной ШИМ .....	351
11. Синтез регуляторов в двухконтурной скоростной системе с вентильным двигателем во вращающейся системе координат с безынерционным каналом ДПР-ПК .....	352
12. Синтез регуляторов в двухконтурной скоростной системе вентильным двигателем с инерционным каналом ДПР-ПК .....	358
13. Синтез регуляторов в двухконтурной синхронной скоростной виртуальной системе .....	361
14. Виртуальная одноконтурная скоростная система с бесконтактным двигателем постоянного тока .....	362
Литература .....	366

## Предисловие

В связи с повсеместным развитием современных компьютерных технологий существенно изменились подходы к решению проблем проектирования сложных технических систем.

Прикладные пакеты MATLAB, DesignLab, WorkBanch, OrCad, Vis Sim и др., используемые для исследования и проектирования электромеханических систем, позволили качественно изменить и существенно расширить возможности инженера. Поэтому в учебных планах технических университетов и вузов все большее время отводится вопросам моделирования.

Одним из самых перспективных прикладных пакетов в первую очередь следует отметить пакет MATLAB с широко развитыми расширениями (Toolboxes) и пакет Simulink со своими расширениями (Blocksets).

Среда MATLAB-Simulink предоставляет исследователю самые различные возможности, начиная от структурного (математического) представления системы и кончая макетированием системы в реальном времени.

Развитие и совершенствование среды MATLAB-Simulink происходит достаточно быстро. С момента выхода первой книги автора «Компьютерное моделирование полупроводниковых систем MATLAB 6.0» прошло около 5 лет. За это время разработано 7 новых версий пакета, причем, начиная с версии MATLAB 7.0, существенной переработки подвергся пакет расширения Sim Power System. Именно этот пакет расширения является основным при модельном исследовании и проектировании систем мехатроники.

Данная монография представляет собой учебник по моделированию мехатронных систем в среде MATLAB-Simulink и содержит всю необходимую информацию по всем разделам последней версии среды (R 2006 a), которые необходимы для изучения названного курса.

Использование современных компьютерных технологий в изучении технической дисциплины студентом и в проектировании технической системы инженером требует прежде всего хорошего знания физики, протекающих в системе процессов, и математических методов исследования этих процессов.

Только при достаточном знании физики процессов можно разработать модель, которая будет адекватна реальной системе, и осуществить модельный эксперимент, который даст необходимые результаты.

Целью учебника является изучение физических основ функционирования отдельных элементов мехатронной системы и проектирования этих систем в среде MATLAB-Simulink.

Эта цель достигается последовательным изложением следующих вопросов:

1. Модельным исследованием общих задач анализа и синтеза динамики мехатронных систем в среде Matlab-Simulink (Главы 2, 3).
2. Модельным исследованием устройств силовой электроники в пакете Sim Power System (Главы 4, 5).
3. Модельным проектированием мехатронных систем постоянного тока (Главы 6, 7).
4. Модельным проектированием асинхронных мехатронных систем (Главы 6, 8).
5. Модельным проектированием синхронных мехатронных систем (Главы 6, 9).

Каждый из перечисленных разделов содержит теоретическую часть, подкрепленную практическими моделями. При этом пользователю рекомендуется самому реализовать модель согласно описанию. Автор отдает себе отчет в том, что это описание далеко не всегда даст исчерпывающие ответы на массу вопросов, возникающих при разработке модели. Поэтому в дополнение к книге прилагается отдельный диск, с разработанными моделями, на которые есть ссылки в соответствующих местах.

Опыт автора показывает, что встречаются трудности в переносе модели с одного компьютера на другой. При возникновении таких трудностей можно воспользоваться электронным адресом автора — ggsg@yandex.ru

По этому же адресу автор ждет отзывов, замечаний и пожеланий и будет признателен всем, кто эти отзывы пришлет.

Книга может быть полезна для следующих категорий пользователей:

- студентам соответствующих специальностей технических университетов и вузов;
- дипломникам;
- аспирантам;
- слушателям курсов повышения квалификации;
- инженерам-проектировщикам систем мехатроники;
- преподавателям, желающим повысить уровень компьютерной грамотности.

## Глава 1. Моделирование и мехатроника. Основные понятия [4, 9, 23, 25, 28]

### 1.1. Моделирование, основные понятия и определения

Моделью называется любой другой объект, отдельные свойства которого полностью или частично совпадают со свойствами исходного. Следует ясно понимать, что исчерпывающе полной модели быть не может. Она всегда ограничена и должна лишь соответствовать целям моделирования, отражая ровно столько свойств исходного объекта и в такой полноте, сколько необходимо для конкретного исследования.

Можно выделить несколько целей, ради которых создаются модели [4]:

1. Модель как средство осмысления помогает выявить взаимозависимости переменных, характер их изменения во времени, найти существующие закономерности. При составлении модели становится более понятной структура исследуемого объекта, вскрываются важные причинно-следственные связи.

В процессе моделирования постепенно происходит разделение свойств исходного объекта на существенные и второстепенные с точки зрения сформулированных требований к системе. В определенном смысле вся научная деятельность сводится к построению и исследованию моделей;

2. Модель как средство прогнозирования позволяет предсказывать поведение объекта и управлять им, испытывая различные варианты управления.

3. Модель как средство проектирования, включающее этапы эскизного, технического и рабочего проектирования. Достижение этой цели стало возможным благодаря интенсивному развитию специализированных прикладных пакетов.

Экспериментировать с реальным объектом часто бывает неудобно, а иногда и просто опасно или вообще невозможно в силу ряда причин:

- большой продолжительности эксперимента,
- риска повредить или уничтожить объект,
- риска здоровью и жизни исследователей,
- отсутствия реального объекта в случае, когда он еще только проектируется.

Все эти причины устраняются при использовании моделей.

Модели можно условно разделить на три группы: физические, аналоговые и математические.

Физическими принято называть такие модели (макеты), в которых реальный объект заменен его увеличенной или уменьшенной копией. Эта копия создается на основе теории подобия, что и позволяет утверждать, что в модели сохранились требуемые свойства. Например, при исследованиях аэродинамических свойств будущего самолета в аэродинамической трубе достаточно его макета, изготовленного в натуральную величину или уменьшенного. Главное, чтобы он точно отражал геометрические размеры. Если физическая модель имеет совершенно иную природу нежели реальный объект, то такую модель называют аналоговой (от слова «аналогия»).

Аналоговое моделирование основано на замене исходного объекта объектом другой физической природы, обладающим аналогичным поведением. Колебания и резонанс можно изучать и с помощью механических систем, и с помощью электрических цепей. При аналоговом моделировании важно увидеть в объекте-заменителе нужные черты и правильно их интерпретировать.

**Пример 1.1.** На рис. 1.1 показана механическая система, содержащая массу  $M$ , пружину с жесткостью  $K$  и демпфер с коэффициентом демпфирования  $B$ . На систему действует внешняя сила  $f(t)$ .

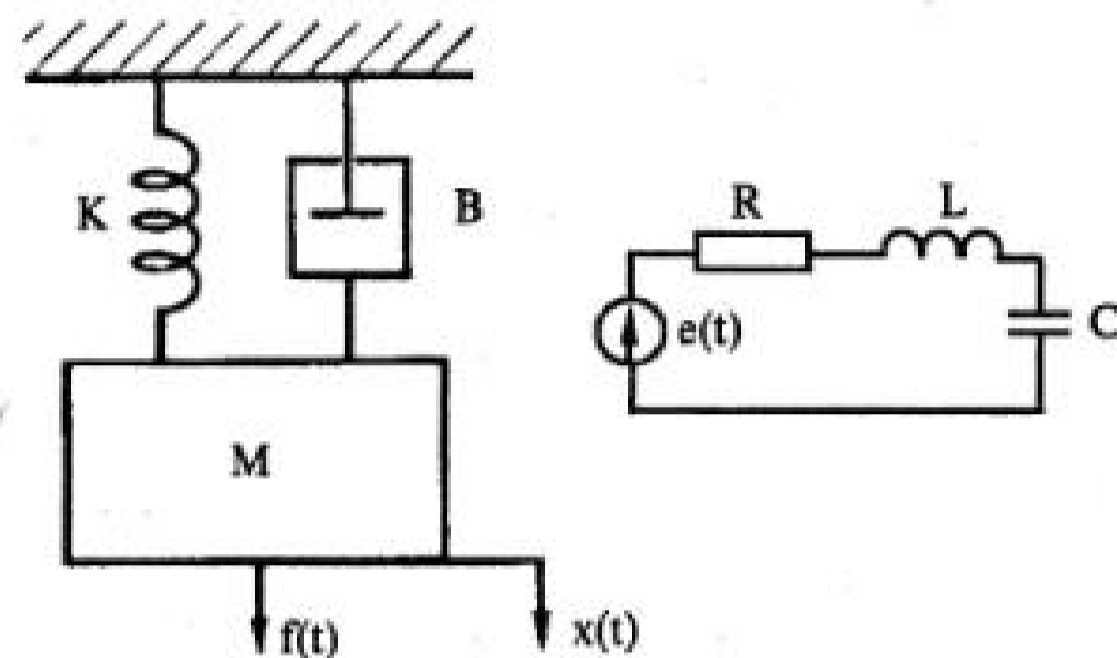


Рис. 1.1. Эквивалентные механическая и электрическая системы

Дифференциальное уравнение, описывающее эту механическую систему имеет вид:

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + B \frac{dx}{dt} + Kx = f(t) \quad (1.1)$$

Обычно аналоговые модели имеют точно такое же математическое описание, как и реальный объект.

Дифференциальное уравнение, описывающее электрическую цепь на рис. 1.1, имеет вид:

$$L \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{C} u_c = \frac{e(t)}{C} \quad (1.2)$$

Сравнение 1.1 и 1.2 показывает, что механическую систему можно исследовать, используя электрическую схему в качестве аналоговой модели.

И физическое, и аналоговое моделирование в качестве основного способа исследования предполагают проведение натурного эксперимента с моделью, но этот эксперимент оказывается в каком-то смысле более привлекательным, чем эксперимент с исходным объектом.

**Математическая** модель является математическим описанием реального физического объекта. Это описание базируется на физических законах, описывающих поведение объекта. Так, математическое описание двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, составленное на основании законов Кирхгофа и Ньютона, имеет вид:

$$\begin{aligned} \bar{u} &= T_1 \frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{i} + \bar{\omega}_m, \\ T_2 \frac{d\bar{\omega}_m}{dt} &= \bar{i} - \bar{M}_H \end{aligned} \quad (1.3)$$

Параметры двигателя, входящие в уравнения (1.3), рассчитываются на основе паспортных данных, помещенных в справочных материалах.

Это математическое описание служит для исследования свойств объекта, необходимых проектировщику.

Свойства объекта, представленного математической моделью, могут изучаться с использованием аналитических и вычислительных методов. В частности, динамические свойства двигателя изучаются на основании характеристического уравнения, составленного по уравнениям двигателя.

$$T_2 T_1 s^2 + T_2 s + 1 = 0 \quad (1.4)$$

которое свидетельствует о том, что при  $\frac{4T_1}{T_2} > 1$ , корни характеристического уравнения комплексно-сопряженные и переходной процесс является колебатель-

ным. При  $\frac{4T_1}{T_2} < 1$  — корни уравнения вещественные, отрицательные, а переходной процесс является аperiodическим.

Аналитические методы исследования математических моделей, в разработке которых вот уже несколько столетий принимали и принимают участие самые светлые умы человечества, дали очень много теории и практике. Однако эти методы имеют существенные ограничения. Они позволяют в полной мере исследовать системы, которые описываются дифференциальными уравнениями первого и второго порядка. Системы, описываемые уравнениями третьего и четвертого порядка, поддаются аналитическому решению, но влияние параметров системы приходится исследовать уже численными методами. Системы более высоких порядков исследуются только численными методами.

Численные методы базируются на использовании компьютерного моделирования.

Компьютерная модель — это программная реализация математической модели, дополненная различными служебными программами (например, рисующими и изменяющими графические образы во времени).

На исторически ранних этапах компьютерного моделирования программы создавались на языке машинных слов (1100101...). Следующим шагом стал язык Ассемблера. В дальнейшем появились языки программирования «высокого уровня» (Алгол, Бейсик, Фортран, Паскаль и др.). Применявшаяся в те годы технология программирования требовала на создание моделей очень много времени. Трудозатраты на создание простой, с современной точки зрения, компьютерной модели оценивались в 5–6 человеко-месяцев.

На сегодняшний день положение кардинально изменилось. Начиная с 1970-х гг., было разработано множество прикладных пакетов моделирования, автоматизирующих прежде всего этап представления математической модели для компьютера. Среди них лидирующее положение для исследования динамических систем занимают пакеты MATLAB и Simulink фирмы Math Work.

Первая версия пакета MATLAB была разработана уже более 20 лет тому назад. Развитие и совершенствование этого пакета происходило одновременно с развитием средств вычислительной техники. Название пакета MATLAB происходит от словосочетания Matrix Laboratory, он ориентирован в первую очередь на обработку массивов данных (матриц и векторов). Именно поэтому, несмотря на достаточно высокую скорость смены поколений вычислительной техники, MATLAB успевал впитывать все наиболее ценное от каждого из этих поколений.

В результате к настоящему времени MATLAB представляет собой богатейшую библиотеку функций, единственной проблемой работы с которыми заключается в умении быстро отыскать те из них, которые нужны для решения поставленной задачи.

Для облегчения работы с пакетом специалистам различных областей науки и техники вся библиотека функций разбита на разделы. Те из них, которые носят общий характер, входят в состав ядра MATLAB. Те же функции, которые являются специфическими для конкретной области, включены в состав пакетов расширения (Toolboxes, Blocksets).

В настоящее время появилась новая, существенно расширенная, версия R2006a, Simulink-6. Этой версии ниже уделено основное внимание. Однако необходимо отметить, что библиотеки старых версий с их интерфейсом сохранены.

Пакет Simulink является приложением к пакету MATLAB. При моделировании с использованием Simulink реализуется принцип визуального программирования, в соответствии с которым пользователь на экране из библиотек стандартных блоков создает модель устройства и осуществляет расчеты. При этом, в отличие от классических способов моделирования, пользователю не нужно досконально изучать язык программирования и численные методы математики, а достаточно общих знаний, требующихся при работе на компьютере и, естественно, знаний той предметной области, в которой он работает.

Simulink является достаточно самостоятельным инструментом MATLAB и при работе с ним совсем не требуется знать сам MATLAB и остальные его приложения. С другой стороны, доступ к функциям MATLAB и другим его инструментам остается открытым и их можно использовать в Simulink. Часть входящих в состав пакетов имеет инструменты, встраиваемые в Simulink (например, LTI-Viewer приложения Control System Toolbox — пакета для разработки систем управления). Имеются также дополнительные библиотеки блоков для разных областей применения (например, Sim Power System — моделирование электротехнических устройств, Digital Signal Processing Blockset — набор блоков для разработки цифровых устройств и т. д.).

При работе с Simulink пользователь имеет возможность модернизировать библиотечные блоки, создавать свои собственные, а также составлять новые библиотеки блоков.

При моделировании пользователь может выбирать метод решения дифференциальных уравнений, а также способ изменения модельного времени (с фиксированным или переменным шагом). В ходе моделирования имеется возмож-

ность следить за процессами, происходящими в системе. Для этого используются специальные устройства наблюдения, входящие в состав библиотеки Simulink. Результаты моделирования могут быть представлены в виде графиков или таблиц. Наиболее полное описание среды MATLAB-Simulink читатель найдет в цитируемой литературе [9, 23, 28].

## 1.2. Мехатроника, основные понятия и определения

Первые научные публикации по мехатронике появились в 70-х годах прошлого столетия в Японии в связи с разработкой высокоточных систем автоматики, управляемых от компьютера. В 1983 году начал издаваться научный журнал «Мехатроника», а в 1984 году было издано 7 книг в серии «Мехатроника».

В 1985 году в Америке, в Калифорнийском университете был создан научный центр мехатроники, куда вошло около 20 фирм, занимающихся перспективными научными разработками.

В России и в нынешних странах СНГ работы в области мехатроники интенсивно проводились начиная с 80-х годов прошлого века в основном для нужд космоса и в военных целях. К концу XX века сформировались научные школы при ведущих технических вузах в Москве, Санкт-Петербурге, Новосибирске, Киеве, Харькове, Минске и других городах бывшего СССР.

Основной движущей силой широкого внедрения мехатроники явилось развитие вычислительной техники, микросхемотехники, микропроцессоров и микроконтроллеров, что привело к новому осмыслению процессов передачи и преобразования информации в электромеханических системах. В результате это нашло отражение в новых практических разработках в различных отраслях науки и техники.

Само слово «Мехатроника» состоит из двух частей — механика и электроника. При своем рождении это слово обозначало только использование компьютера для управления механической системой.

Сегодня этот термин обозначает научно-техническое направление, соединяющее в себе новые научные подходы при исследовании, опирающееся на современные компьютерные технологии (теория) и новые технологии в проектировании нетрадиционных технических устройств (практика). Мехатронные системы, включающие в свой состав электромеханические преобразователи с электронной коммутацией (актуаторы), различного вида датчики (сенсоры), силовые полупроводниковые преобразователи, микроконтроллеры и персональные компьютеры, широко применяются и интенсивно развиваются.

В настоящее время мехатронные устройства широко используются в медицине (искусственные органы), в компьютерной технике (привода дисков, принтеры, сканеры), в автомобилях (тормозные системы, системы управления двигателем и т. д.), в роботах и манипуляторах, в аудио- и видеотехнике, в специальных устройствах космической и военной техники и т. д.

### 1.2.1. Состав мехатронной системы

Функциональная схема мехатронной системы приведена на рис. 1.2. Она включает три подсистемы: информационную, энергоэлектронную и электромеханическую.

Электромеханическая подсистема содержит объект управления (ОУ) и электромеханический преобразователь (ЭМП).

Энергоэлектронная подсистема включает силовой полупроводниковый преобразователь (СПП) и вторичный источник питания (ВИП).

Информационная подсистема содержит систему управления и диагностики (СУД) и блок сенсорных устройств (СУ).

При изучении мехатронной системы необходимо исследовать динамические, статические, энергетические, спектральные и ряд других характеристик.

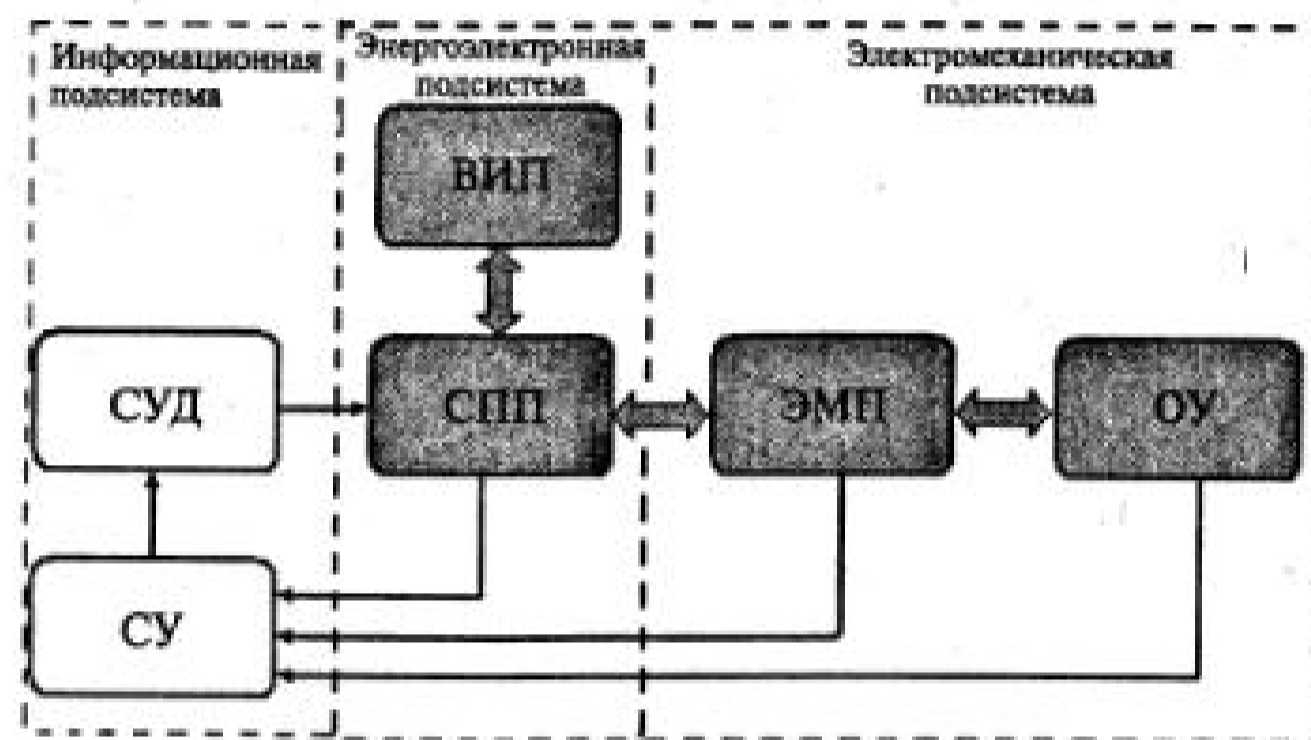


Рис. 1.2. Функциональная схема мехатронной системы

Следует подчеркнуть основные особенности мехатронной системы:

1. Объекты управления мехатронных систем напрямую не связаны с производством. Как правило, они заменяют человека в условиях, где его возможности ограничены, или там, где его здоровью и жизни угрожает опасность.

2. Объекты управления (ОУ) мехатронных систем, как правило, имеют переменные параметры. Часто не удается создать математическую модель объекта управления на основе физических закономерностей его работы. В этом случае для математического описания (ОУ) приходится прибегать к методам идентификации.

3. Электромеханические преобразователи (ЭМП) часто являются конструктивным звеном объекта управления. В этом случае конструкция ЭМП является нетрадиционной.

4. Управление потоком энергии от ВИП до ЭМП осуществляется силовым полупроводниковым преобразователем (СПП). Объединение ВИП, СПП и ЭМП создает мехатронную энергетическую подсистему (МЭП), в которой проявляются новые свойства, отсутствующие в отдельно взятых блоках.

5. Мехатронная энергетическая подсистема, как правило, является нелинейной, импульсной подсистемой с дискретно изменяющимися параметрами.

Поэтому ее анализ, а также синтез системы управления требует применения методов, базирующихся на современных компьютерных технологиях.

Расчет и проектирование мехатронной системы включают:

- построение совместной модели цифровой, импульсной и непрерывной части;
- исследование динамических характеристик непрерывной и импульсной части синтез регулятора;
- исследование динамических характеристик всей системы;
- исследование статических характеристик всей системы.

### 1.3. Вопросы разработки моделей мехатронных систем

Использование компьютера позволяет по-новому распределить время, отводимое на теоретическое изучение материала и практические занятия. При этом под практическими занятиями подразумевается работа в виртуальных лабораториях.

Создание обучающих программ с применением современных компьютерных технологий для рассматриваемого курса наиболее полно реализуются в среде MATLAB-Simulink. При этом сами компьютерные технологии в названных пакетах можно поделить на несколько уровней:

1. Уровень, использующий рабочее пространство MATLAB и его расширения (Toolboxes).

2. Уровень, использующий структурные блоки пакета Simulink и его расширений (Blocksets).

3. Уровень, использующий виртуальные (маскированные) блоки пакета Sim Power System с графическим интерфейсом пользователя.

4. Уровень, использующий имитационные лабораторные стенды, разработанные с использованием графического интерфейса пользователя (GUI).

Ниже, на конкретных примерах, рассматриваются перечисленные уровни создания виртуальных лабораторий в среде MATLAB, Simulink.

*Структурные модели* строятся на основе математического описания динамических систем. Это описание может быть представлено дифференциальным уравнением, передаточной функцией, нулями и полюсами передаточной функции либо уравнениями пространства состояний. В пакете Simulink имеется полный набор блоков, позволяющих реализовать любую структурную модель.

Представление результатов моделирования структурных моделей часто осуществляется при использовании пакета расширения Control System, который в своем составе имеет инструментальное средство LTI-Viewer.

Операторное представление математического описания звена робота запишется в виде:

$$\begin{aligned} s^2 \theta &= \frac{K_T}{J} i - \frac{C}{J} s \theta - \frac{K}{J} \theta, \\ s i &= \frac{u}{L} - \frac{R}{L} i - \frac{K_E}{L} s \theta. \end{aligned} \quad (1.5)$$

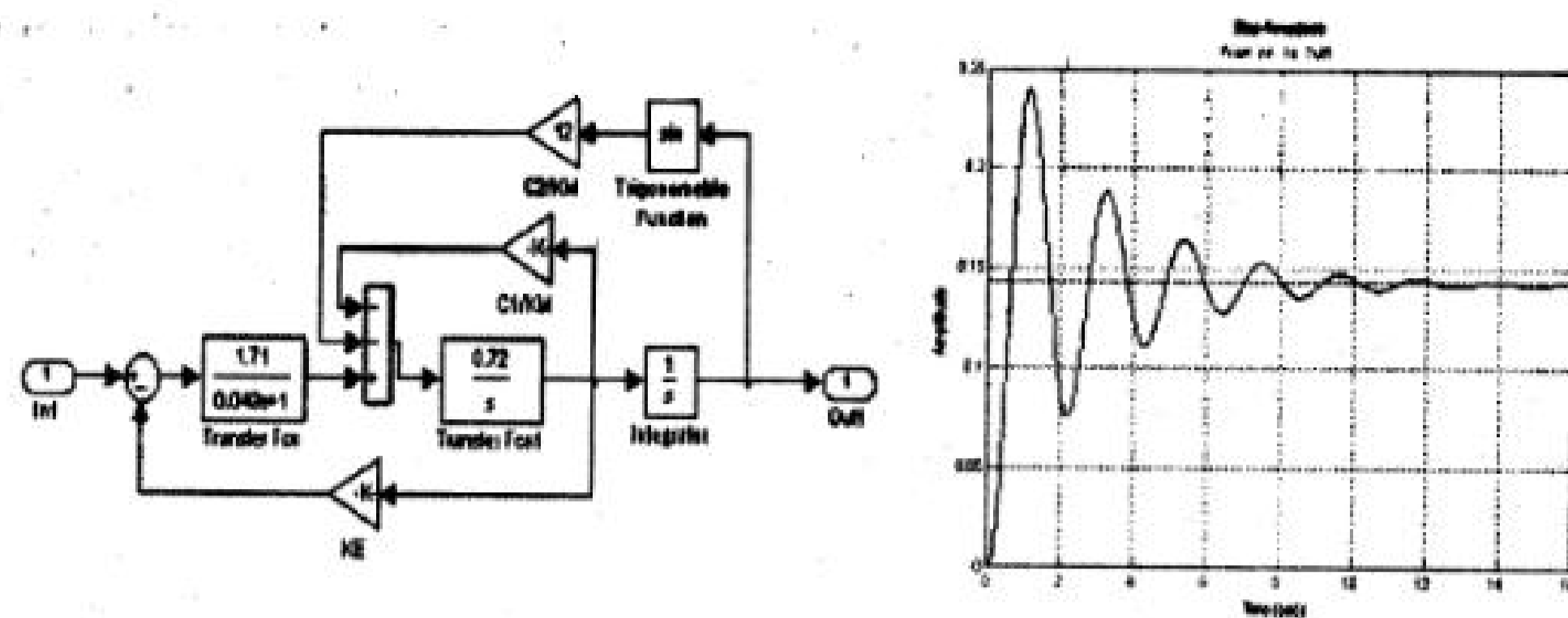


Рис. 1.3. Структурная модель звена робота и его динамические характеристики

На рис. 1.3 приведена структурная модель звена робота, построенная по уравнениям (1.5) и ее динамические характеристики.

Основой функциональной модели является логика работы устройства, которое, как правило, содержит нелинейные элементы. Функциональные модели используются для моделирования элементов силовой электроники, при исследовании динамики систем, представленных структурными моделями. В этом случае отпадает необходимость в замене силового преобразователя эквивалентным апериодическим звеном или звеном запаздывания.

Пример функциональной модели реверсивного широтно-импульсного преобразователя с поочередным алгоритмом управления показан на рис. 1.4, здесь же показаны электромагнитные процессы в схеме.

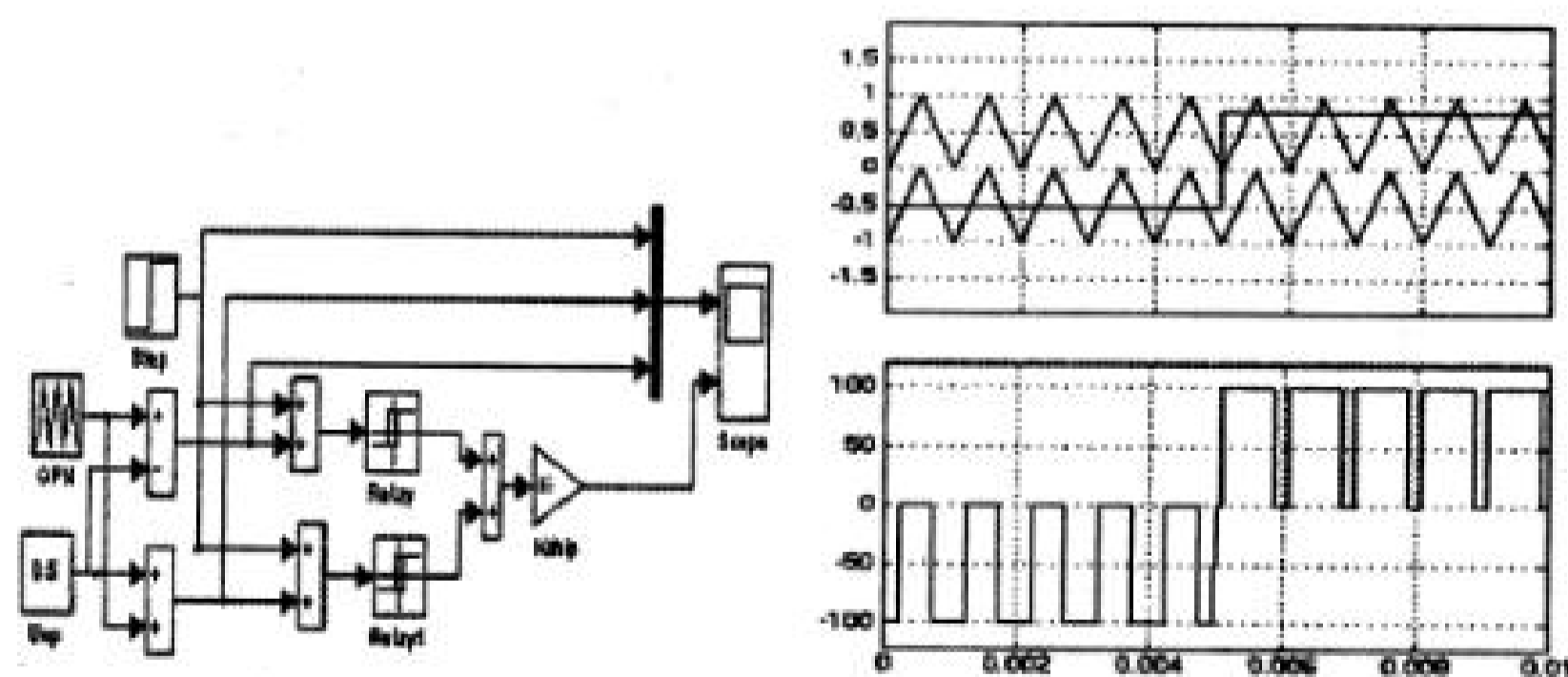


Рис. 1.4. Функциональная модель ШИП и электромагнитные процессы

**Виртуальные модели** — это маскированные блоки устройств силовой электроники и электромеханики, помещенные в библиотеки пакета расширения Sim Power System.

Применение виртуальных моделей позволяет исследовать не только динамические характеристики мехатронной системы, но и ее статические характеристики, такие как:

- регулировочные характеристики;
- нагрузочные характеристики;
- электромагнитные характеристики;
- энергетические характеристики.

Представление результатов моделирования функциональных и виртуальных моделей, как правило, осуществляется путем записи результатов моделирования в рабочее пространство MATLAB с их последующей программной обработкой.

На рис. 1.5 приведен пример структурно-функционально-виртуальной модели вентильного двигателя, а на рис. 1.6 — электромеханические характеристики этого устройства.

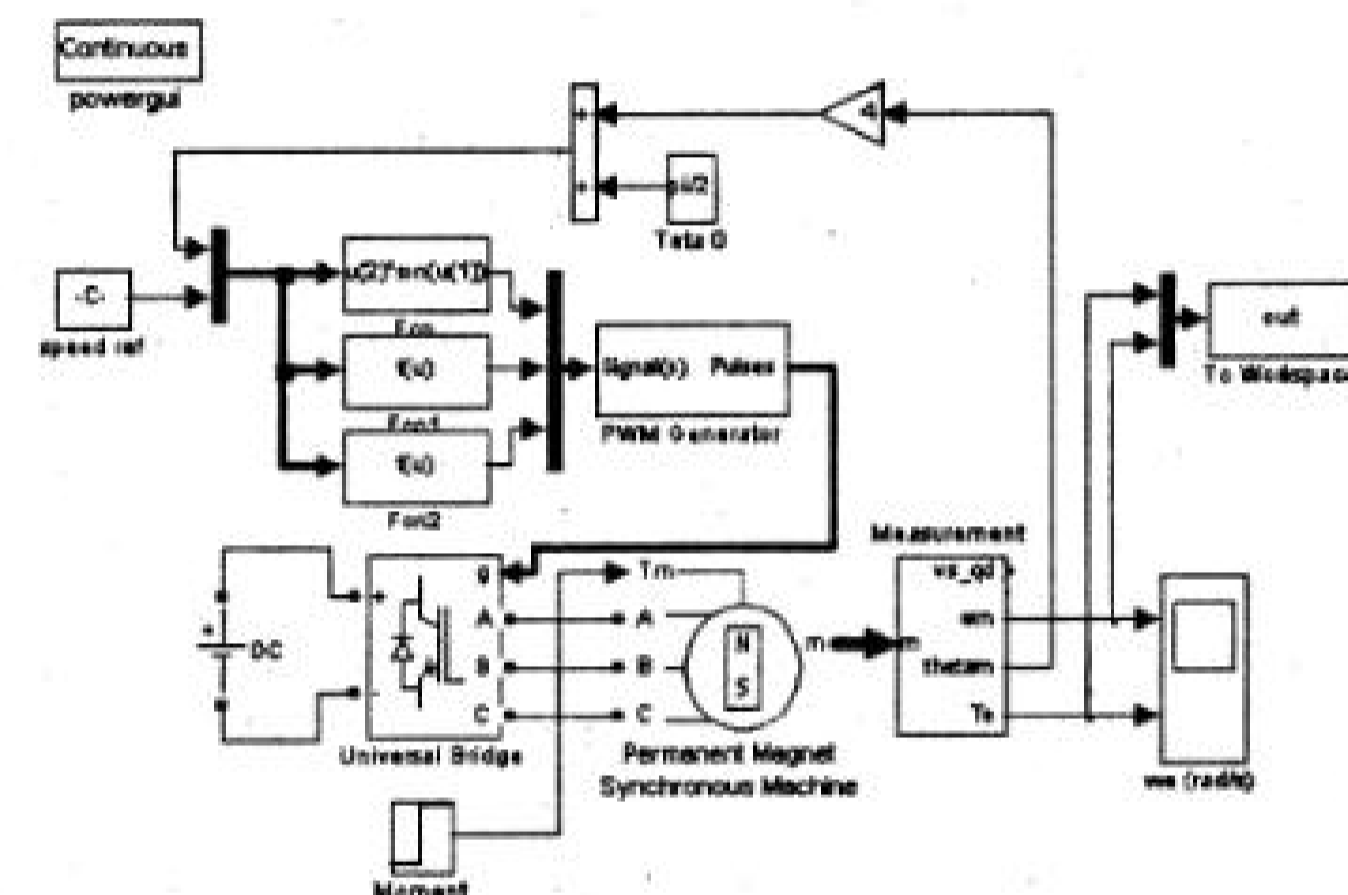


Рис. 1.5. Виртуальная модель вентильного двигателя со структурно-функциональной моделью управления

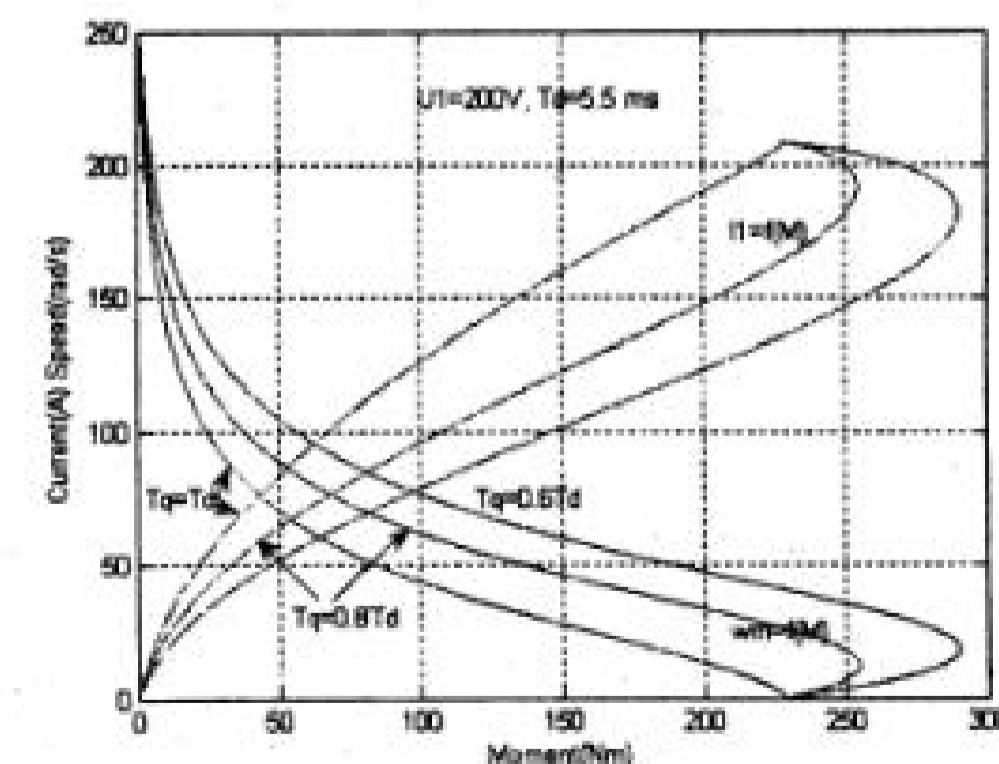


Рис. 1.6. Электромеханические характеристики в вентильном двигателе

Имитационный лабораторный стенд представляет собой проект, состоящий из значительного количества взаимосвязанных файлов, разработанных в среде Matlab-Simulink с использованием графического интерфейса пользователя (GUI – Graphical User Interface). Разработка имитационного лабораторного стенда требует много времени, но значительно облегчает выполнение лабораторной работы студента. Такие стенды полностью имитируют реальные лабораторные установки и могут быть рекомендованы в курсах, где не требуется изучения вопросов моделирования.

На рис. 1.7 показан имитационный лабораторный стенд для проектирования непрерывных и цифровых регуляторов в электроприводе постоянного тока.

Стенд состоит из 7 панелей. На верхней панели представлена структурная схема электропривода, регуляторы в котором требуется синтезировать. В правой части экрана задаются (преподавателем) параметры неизменной части – ДПТ и звеньев в цепи обратных связей.

В левой части экрана вводятся структура и параметры регуляторов (синтез регуляторов осуществляется студентом).

Динамические характеристики замкнутой системы с непрерывным и цифровым регулятором можно наблюдать при использовании кнопок, помещенных справа на двух панелях. При этом стенд позволяет работать в интерактивном режиме, когда изменение параметров регулятора сразу отражается на динамических характеристиках замкнутой системы.

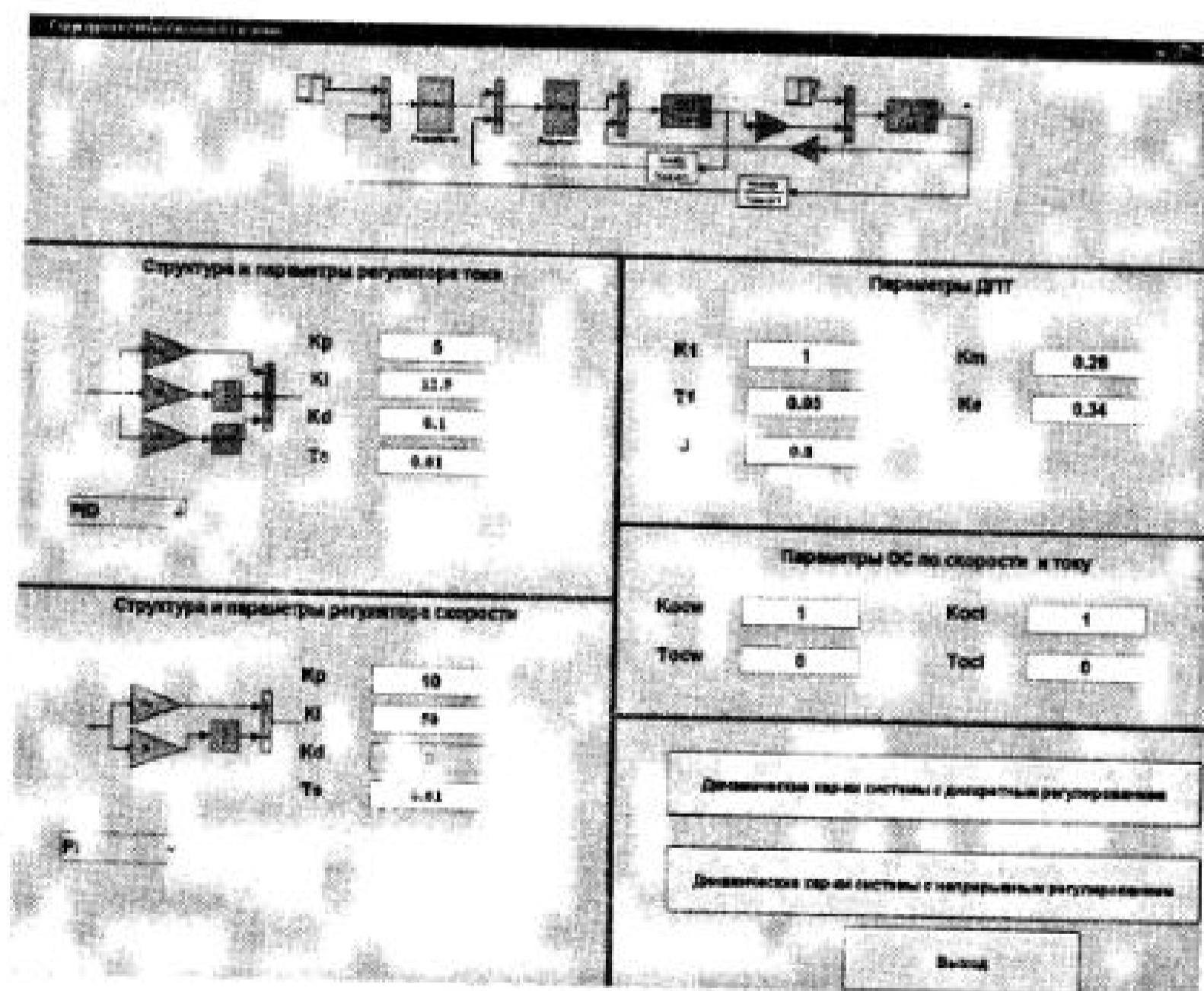


Рис. 1.7. Имитационный лабораторный стенд

## Глава 2. Пакет Simulink – визуальная среда проектирования мехатронных систем [ 9, 13, 23, 28]

### 2.1. Общие вопросы создания моделей в пакете Simulink

#### 2.1.1. Обзор разделов библиотек пакета Simulink [23, 28]

Библиотека Simulink представляет собой набор визуальных блоков, используя которые можно исследовать практически любую мехатронную систему. Практически для всех блоков существует возможность настройки параметров. Параметры настройки отражаются в полях окна настройки выбранного блока. Кнопка Help в окне настройки открывает подробную информацию о блоке и его параметрах настройки.

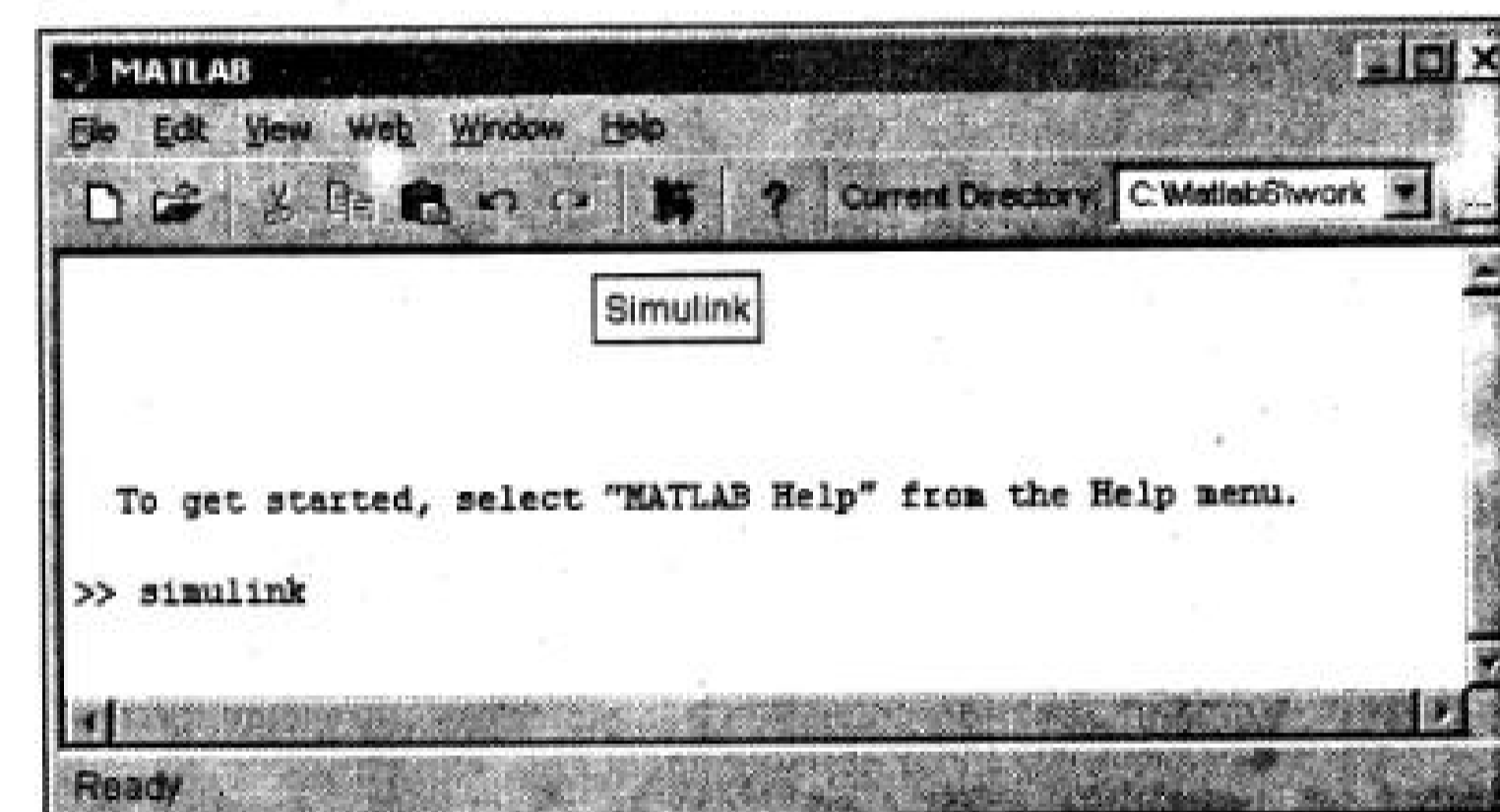


Рис. 2.1. Основное окно программы Matlab

Для запуска программы необходимо предварительно запустить пакет MATLAB. Основное окно пакета MATLAB показано на рис. 2.1. Там же показана подсказка, появляющаяся в окне при наведении указателя мыши на ярлык Simulink панели инструментов. Запуск программы Simulink приводит к открытию окна обозревателя разделов библиотеки Simulink (рис. 2.2).

Окно обозревателя разделов библиотек содержит следующие элементы:

Заголовок, с названием окна — Simulink Library Browser.

Меню, с командами File, Edit, View, Help.

Панель инструментов, с ярлыками наиболее часто используемых команд.

Окно комментария для вывода поясняющего сообщения о выбранном блоке.

Список разделов библиотеки, реализованный в виде дерева.

Окно содержимого раздела библиотеки (список вложенных разделов библиотеки или блоков).

Строка состояния, содержащая подсказку по выполняемому действию.

На рис. 2.2 выделен раздел Sinks в основной библиотеке Simulink (в левой части окна) и показаны его блоки (в правой части окна).

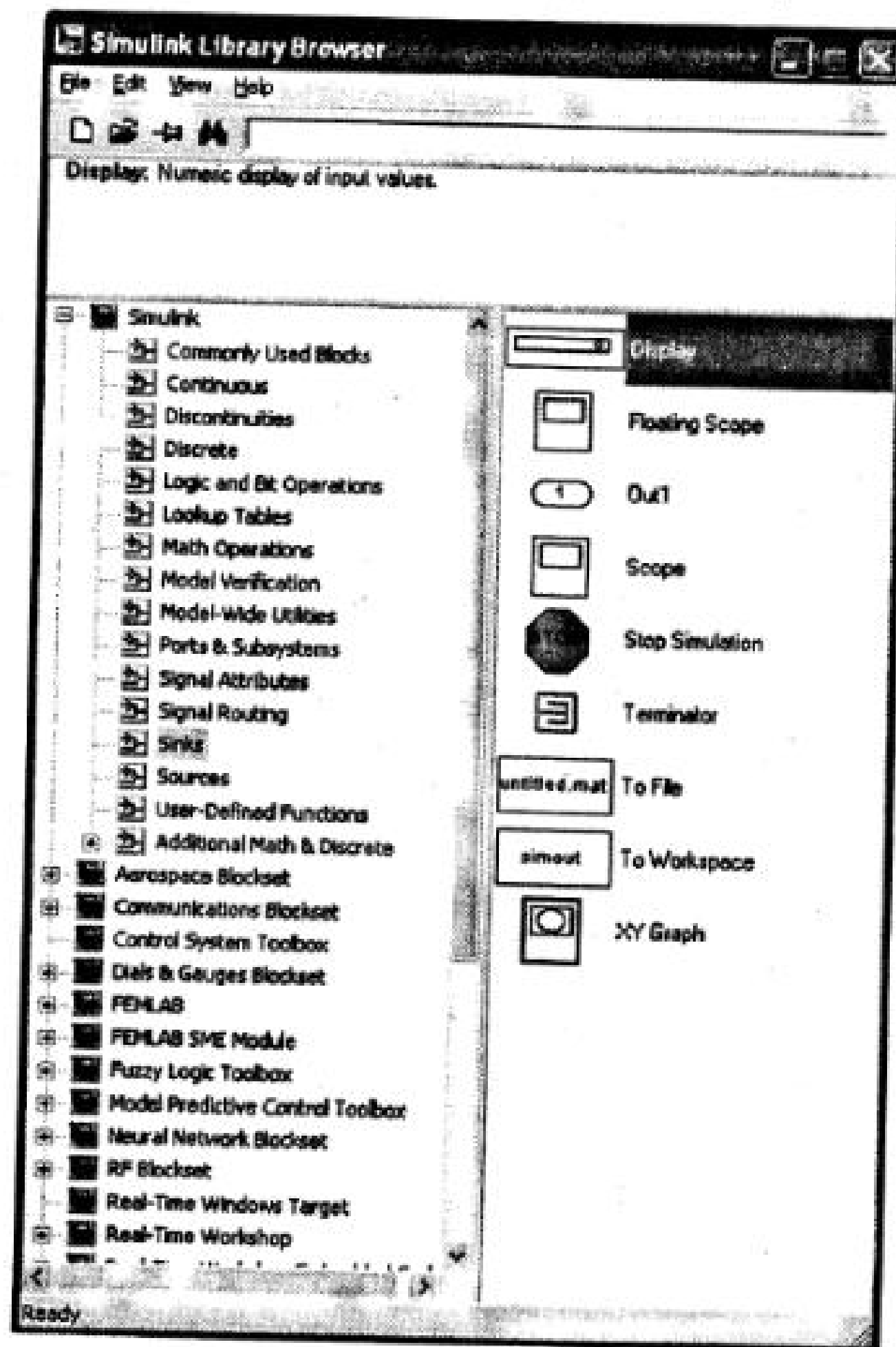


Рис. 2.2. Окно обозревателя разделов библиотеки Simulink

Библиотека Simulink содержит следующие основные разделы:

- Commonly Used Blocks* — обычно используемые блоки.
- Continuous* — линейные блоки.
- Discontinuous* — нелинейные блоки.
- Discrete* — дискретные блоки.
- Logic and Bit Operation* — логические и битовые операции.
- Lookup Tables* — таблицы соответствия.
- Math Operation* — математические операции.

*Model Verification* — проверка модели.

*Model-Wide Utilities* — таблицы.

*Ports & Subsystems* — порты и подсистемы.

*Signal Attributes* — параметры сигнала.

*Signal Routing* — направление сигнала.

*Sinks* — регистрирующие устройства.

*Sources* — источники сигналов и воздействий.

*User-Defined Functions* — функции пользователя.

*Addition Math & Diskrete* — дополнительные математические и дискретные блоки.

Список разделов библиотеки Simulink представлен в виде дерева, и правила работы с ним являются общими для списков такого вида.

При выборе соответствующего раздела библиотеки в правой части окна отображается его содержимое (Рис.2.2).


Для работы с окном используются команды, собранные в меню. Меню обозревателя библиотек содержит следующие пункты:

- *File* (Файл) — Работа с файлами библиотек.
- *Edit* (Редактирование) — Добавление блоков и их поиск (по названию).
- *View* (Вид) — Управление показом элементов интерфейса.
- *Help* (Справка) — Вывод окна справки по обозревателю библиотек.

Для работы с обозревателем можно также использовать кнопки на панели инструментов.

### 2.1.2. Создание модели

Для создания модели в среде Simulink необходимо последовательно выполнить ряд действий:

Создать новый файл модели с помощью команды *File/New/Model*, или используя кнопку  на панели инструментов (здесь и далее с помощью символа «/» указаны пункты меню программы, которые необходимо последовательно выбрать для выполнения указанного действия). Вновь созданное окно модели показано на рис. 2.3.

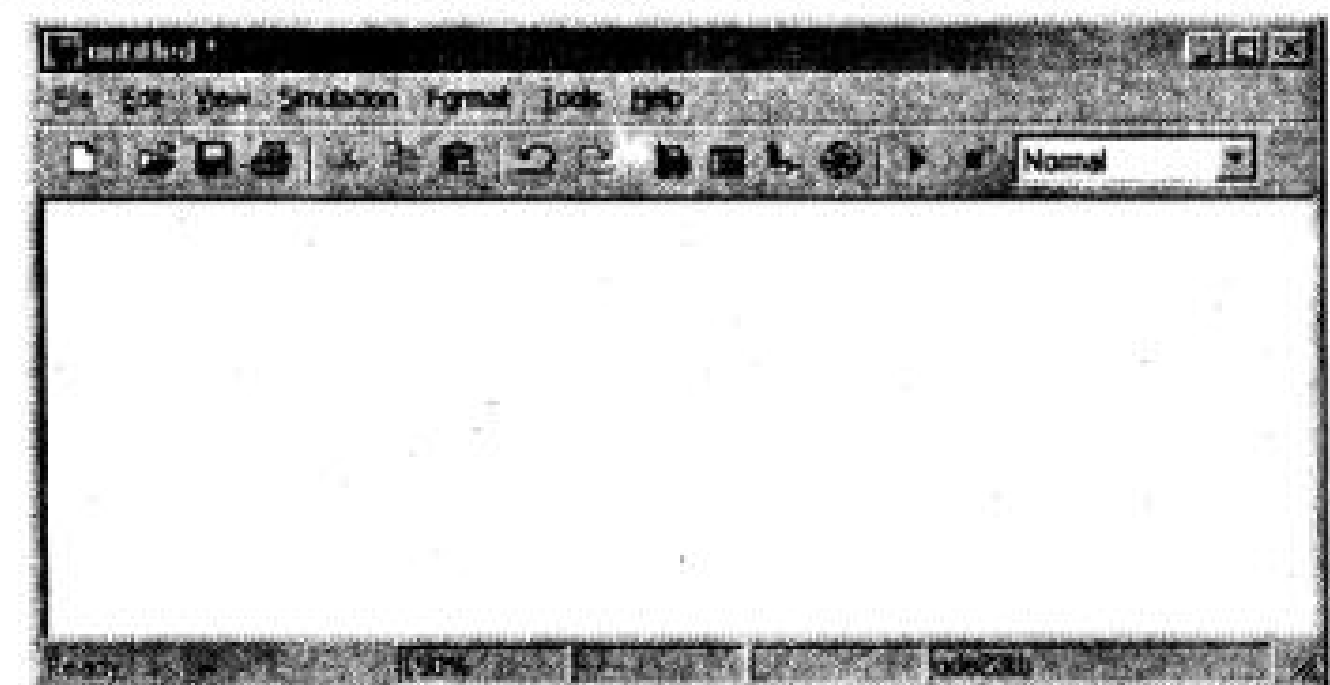


Рис. 2.3. Пустое окно

Расположить блоки в окне модели. Для этого необходимо открыть соответствующий раздел библиотеки (Например, Sources — Источники). Далее, указав курсором на требуемый блок и нажав на левую клавишу «мыши» — «перетащить» блок в созданное окно. Клавишу мыши нужно держать нажатой.

Для удаления блока необходимо выбрать блок (указать курсором на его изображение и нажать левую клавишу «мыши»), а затем нажать клавишу Delete на клавиатуре.

Далее, если это требуется, нужно изменить параметры блока, установленные программой «по умолчанию». Для этого необходимо дважды щелкнуть левой клавишей «мыши», указав курсором на изображение блока. Откроется окно настройки параметров данного блока. После внесения изменений нужно закрыть окно кнопкой OK.

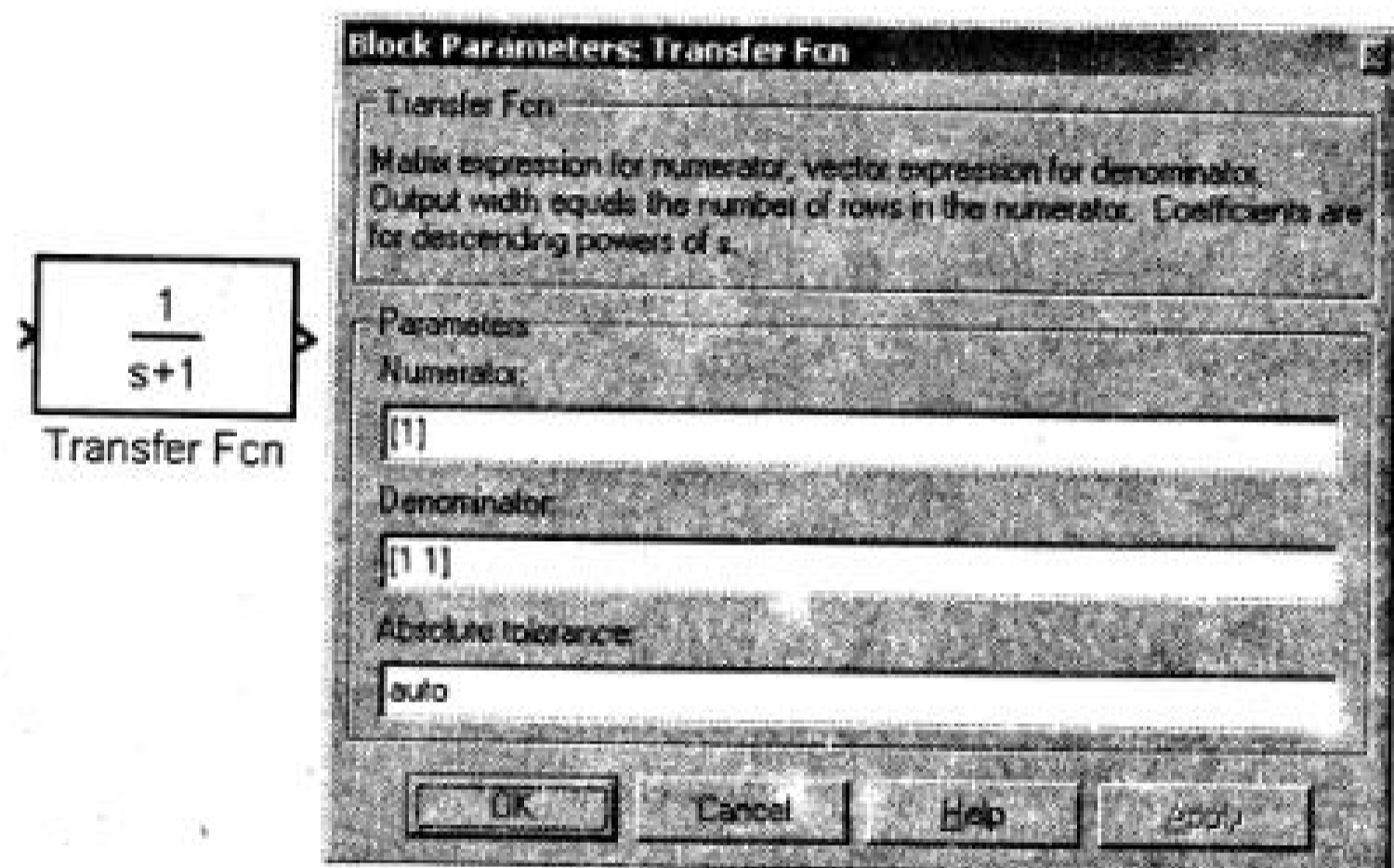


Рис. 2.4. Блок, моделирующий передаточную функцию, и окно настройки параметров блока

На рис. 2.4 в качестве примера показаны блок, моделирующий передаточную функцию, и окно настройки параметров данного блока.

После установки на схеме всех блоков из требуемых библиотек нужно выполнить соединение элементов схемы. Схема модели, в которой выполнены соединения между блоками, показана на рис. 2.5.

После составления расчетной схемы необходимо сохранить ее в виде файла на диске, выбрав пункт меню File/Save As... в окне схемы и указав папку и имя файла. При повторных запусках программы Simulink загрузка схемы осуществляется с помощью меню File/Open... в окне обозревателя библиотеки.

Окно модели содержит следующие элементы (рис. 2.5):

1. Заголовок, с названием окна. Вновь созданному окну присваивается имя Untitled с соответствующим номером.
2. Меню с командами File, Edit, View и т. д.
3. Панель инструментов.
4. Окно для создания схемы модели.

5. Строка состояния, содержащая информацию о текущем состоянии модели. Меню окна содержит команды для редактирования модели, ее настройки и управления процессом расчета, работы с файлами и т. п.:

File (Файл) — Работа с файлами моделей.

Edit (Редактирование) — Изменение модели и поиск блоков.

View (Вид) — Управление показом элементов интерфейса.

Simulation (Моделирование) — Задание настроек для моделирования и управление процессом расчета.

Format (Форматирование) — Изменение внешнего вида блоков и модели в целом.

Tools (Инструментальные средства) — Применение специальных средств для работы с моделью (отладчик, линейный анализ и т. п.)

Help (Справка) — Вывод окон справочной системы.

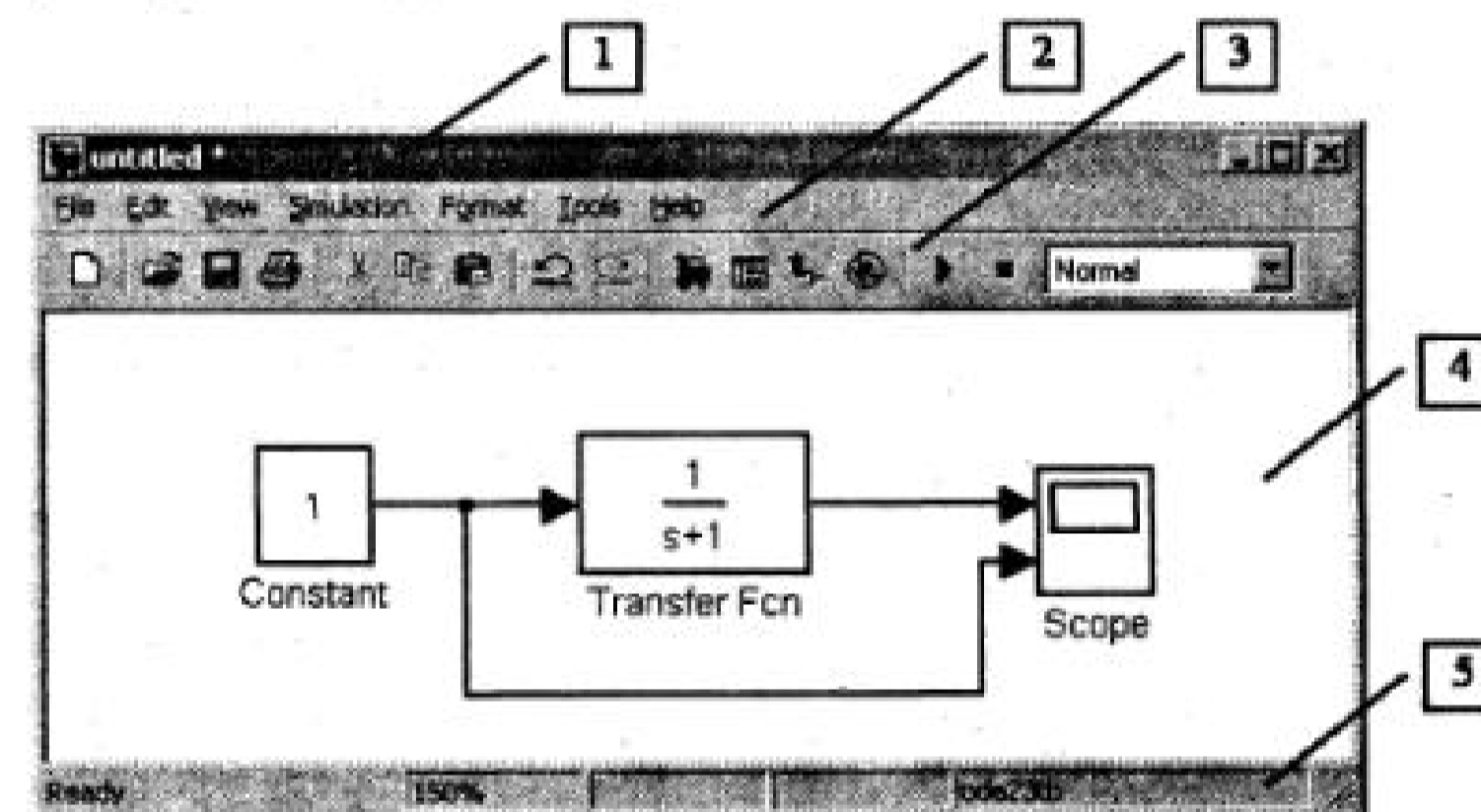


Рис. 2.5. Схема модели

### 2.1.3. Установка параметров расчета и его выполнение

Перед выполнением расчетов необходимо предварительно задать параметры расчета. Задание параметров расчета выполняется в панели управления меню Simulation/Configuration Parameters (вкладка Solver). Вид панели управления приведен на рис. 2.6. Ниже коротко описаны только те функции, которые используются в дальнейшем при моделировании устройств мехатроники.

Установка параметров расчета модели выполняется с помощью элементов управления, размещенных на вкладке Solver. Эти элементы разделены на две группы:

- Simulation time (Интервал моделирования, или, иными словами, время расчета),
- Solver options (Параметры расчета).

Время расчета задается указанием начального (Start time) и конечного (Stop time) значений времени расчета. Начальное время, как правило, задается равным нулю. Величина конечного времени задается пользователем исходя из условий решаемой задачи.

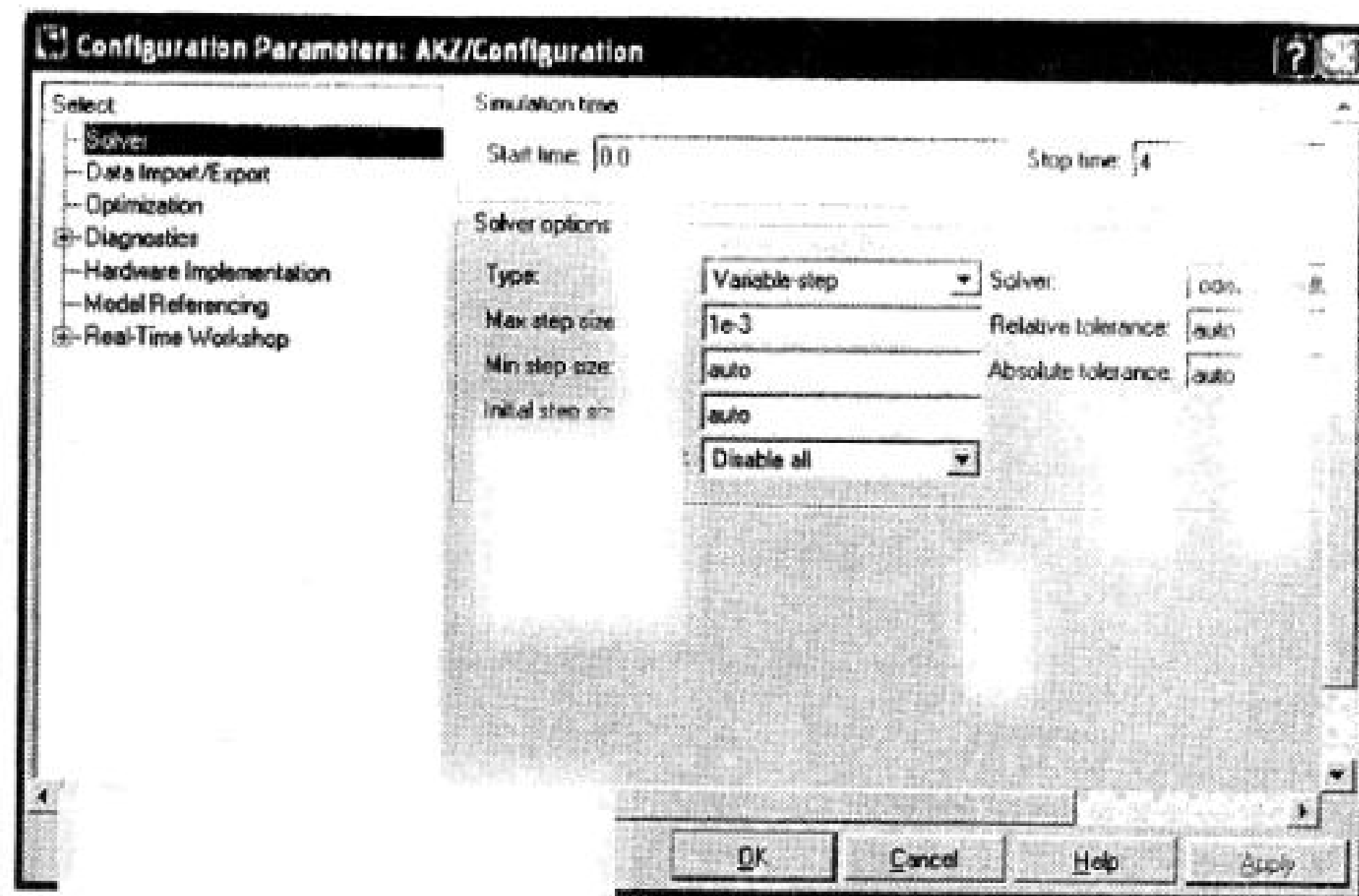


Рис. 2.6. Панель управления

#### Solver options (Параметры расчета).

При выборе параметров расчета необходимо указать способ моделирования (Type) и метод расчета нового состояния системы (Solver). Для параметра Type доступны два варианта — с фиксированным (Fixed-step) или с переменным (Variable-step) шагом. Как правило, Variable-step используется для моделирования непрерывных систем, а Fixed-step — для дискретных.

Список методов расчета нового состояния системы (Solver) содержит несколько вариантов. Эти методы различны для переменного (Variable-step) и для фиксированного (Fixed-step) шага времени, но, по сути, представляют собой процедуры решения систем дифференциальных уравнений. Величина шага моделирования по умолчанию устанавливается системой автоматически (auto). Требуемая величина шага может быть введена вместо значения auto. При выборе Variable-step в области появляются поля для установки трех параметров:

Max step size - максимальный шаг расчета. По умолчанию он устанавливается автоматически (auto) и его значение в этом случае равно  $(\text{StopTime} - \text{StartTime})/50$ . Довольно часто это значение оказывается слишком большим, и наблюдаемые графики представляют собой ломаные (а не плавные) линии. В этом случае величину максимального шага расчета необходимо задавать явным образом.

Min step size — минимальный шаг расчета.

Initial step size — начальное значение шага моделирования.

При моделировании непрерывных систем с использованием переменного шага необходимо указать точность вычислений: относительную (Relative tolerance) и абсолютную (Absolute tolerance). По умолчанию они равны соответственно 10<sup>-3</sup> и auto.

#### 2.1.4. Установка параметров обмена с рабочей областью.

Элементы, позволяющие управлять вводом и выводом в рабочую область MATLAB промежуточных данных и результатов моделирования, расположены на вкладке Data Import/Export (рис. 2.7).

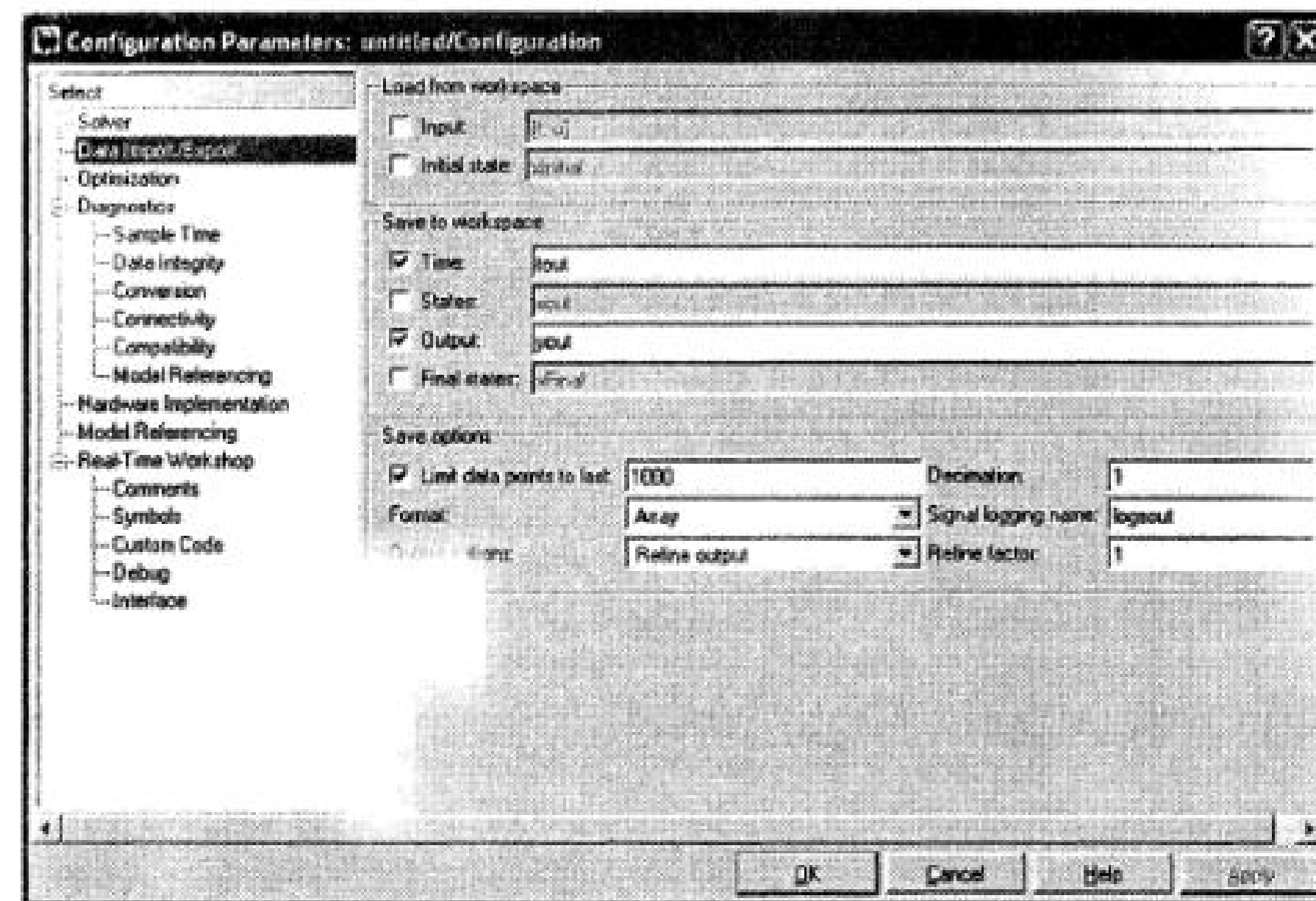


Рис. 2.7. Вкладка Workspace I/O диалогового окна установки параметров моделирования

Элементы вкладки разделены на 3 поля:

**Load from workspace** (Загрузить из рабочей области). Если флажок Input (Входные данные) установлен, то в расположенном справа текстовом поле можно ввести формат данных, которые будут считываться из рабочей области Matlab. Установка флажка Initial State (Начальное состояние) позволяет ввести в связанном с ним текстовом поле имя переменной, содержащей параметры начального состояния модели. Данные, указанные в полях Input и Initial State, передаются в исполняемую модель посредством одного или более блоков In (из раздела библиотеки Sources).

**Save to workspace** (Записать в рабочую область) — позволяет установить режим вывода значений сигналов в рабочую область MATLAB и задать их имена.

**Save options** (Параметры записи) — задает количество строк при передаче переменных в рабочую область. Если флажок Limit rows to last установлен, то в поле ввода можно указать количество передаваемых строк (отсчет строк производится от момента завершения расчета). Если флажок не установлен, то передаются все данные. Параметр Decimation (Разряжение) задает шаг записи переменных в рабочую область. Параметр Format (формат данных) задает формат передаваемых в рабочую область данных. Доступные форматы Array (Массив),

Structure (Структура), Structure With Time (Структура с дополнительным полем — «время»).



**Output options** (Параметры вывода) — задает настройки параметров вывода выходных сигналов моделируемой системы. Возможен выбор одного из трех вариантов:

**Refine output** (Скорректированный вывод) — позволяет изменять дискретность регистрации модельного времени и тех сигналов, которые сохраняются в рабочей области Matlab с помощью блока To Workspace. Установка величины дискретности выполняется в строке редактирования Refine factor, расположенной справа. По умолчанию значение Refine factor равно 1, это означает, что регистрация производится с шагом  $\Delta t = 1$  (то есть для каждого значения модельного времени:). Если задать Refine factor равным 2, это означает, что будет регистрироваться каждое второе значение сигналов, 3 — каждое третье т. д. Параметр Refine factor может принимать только целые положительные значения.

**Produce additional output** (Дополнительный вывод) — обеспечивает дополнительную регистрацию параметров модели в заданные моменты времени; их значения вводятся в строке редактирования (в этом случае она называется Output times) в виде списка, заключенного в квадратные скобки. При использовании этого варианта базовый шаг регистрации ( $\Delta t$ ) равен 1. Значения времени в списке Output times могут быть дробными числами и иметь любую точность.

**Produce specified output only** (Формировать только заданный вывод) — устанавливает вывод параметров модели только в заданные моменты времени, которые указываются в поле Output times (Моменты времени вывода).

### 2.1.5. Выполнение расчета.

Запуск расчета выполняется с помощью выбора пункта меню Simulation/Start или инструмента  на панели инструментов. Процесс расчета можно завершить досрочно, выбрав пункт меню Simulation/Stop или инструмент . Расчет также можно остановить (Simulation/Pause) и затем продолжить (Simulation/Continue).

Далее рассмотрим средства пакета Simulink, позволяющие решить задачи анализа, синтеза, расчета и проектирования мехатронных систем. Отдельные библиотеки пакета можно открыть при помощи правой кнопки мышки. Ниже, при описании библиотек, рассматриваются те блоки, которые в дальнейшем используются при моделировании мехатронных устройств.

## 2.2. Библиотеки пакета Simulink

### 2.2.1. Sources — источники сигналов

Предварительно рассмотрим блоки источников и приемников сигналов, т. к. они используются во всех примерах, демонстрирующих функционирование различных моделей. Окно обозревателя разделов библиотеки Simulink рассмотрено ранее (рис. 2.2)

Библиотека источников сигналов показана на рис. 2.8.

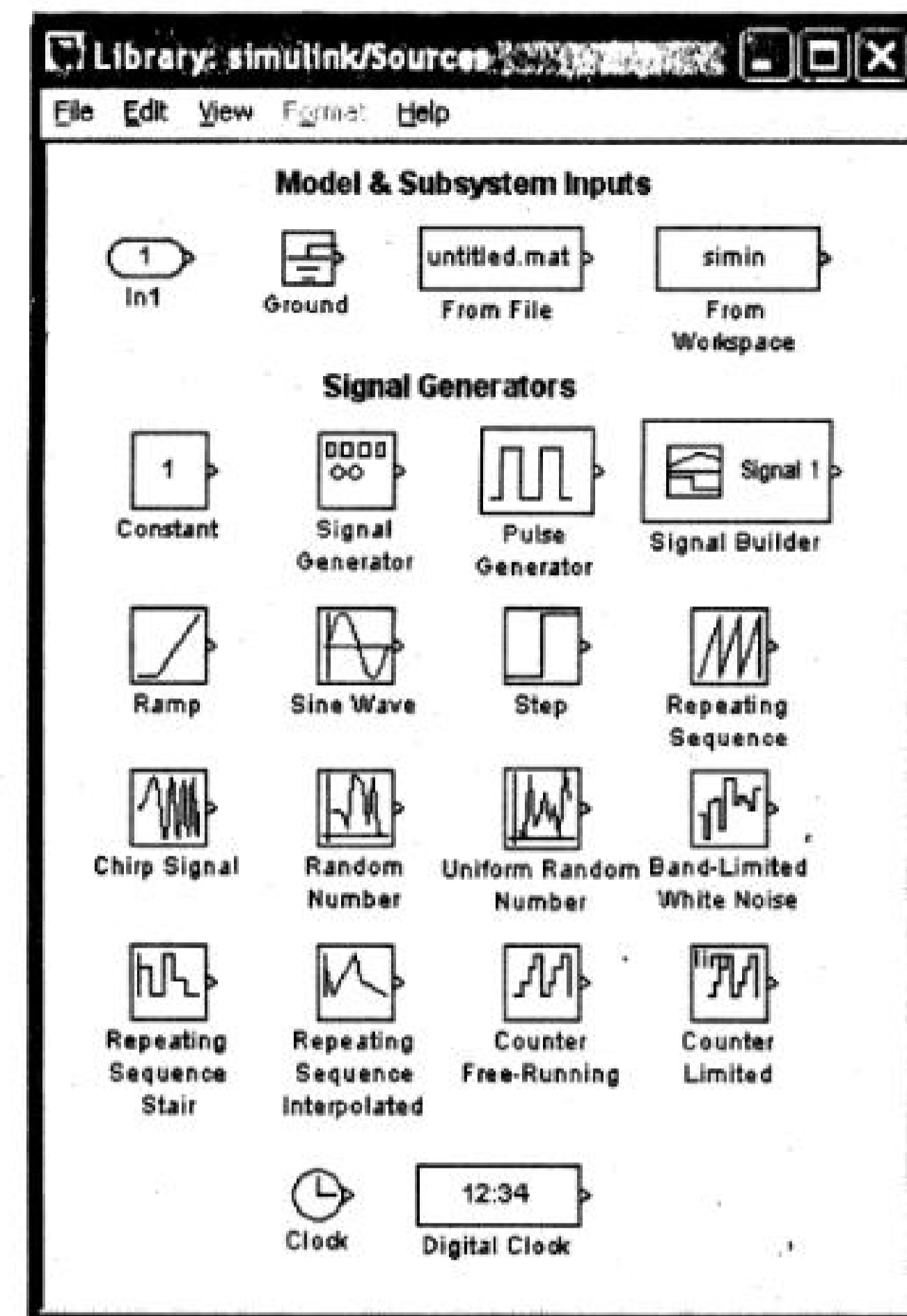


Рис. 2.8. Библиотека источников сигнала

Вся библиотека разбита на два раздела:

1. Входные порты модели и подсистемы (Model and Subsystem Inputs).
2. Генераторы сигналов (Signal Generators).

Входные порты модели и подсистемы содержат четыре блока.

**In** — блок входного порта. Создает входной порт для подсистемы или модели верхнего уровня иерархии.

В полях окна настройки параметров задаются номер порта (Port number), размерность входного сигнала (Port dimensions, шаг модельного времени и тип данных входного сигнала (Data type):

**Ground** — блок сигнала нулевого уровня. Предназначен для формирования сигнала нулевого уровня.

Если какой-либо вход блока в модели не подсоединен, то при выполнении моделирования в главном окне MATLAB появляется предупреждающее сообще-

ние. Для устранения этого на неподключенный вход блока можно подать сигнал с блока Ground.

**From File** — блок считывания данных из файла. Предназначен для считывания данных из внешнего файла.

В полях окна настройки параметров задаются имя файла с данными (File Name), шаг изменения выходного сигнала блока (Sample time).

Данные в файле должны быть представлены в виде матрицы.

Матрица должна состоять, как минимум, из двух строк. Значения времени записаны в первой строке матрицы, а в остальных строках находятся значения сигналов, соответствующие данным моментам времени. Значения времени должны быть записаны в возрастающем порядке. Выходной сигнал блока содержит только значения сигналов, а значения времени в нем отсутствуют.

Пользователям Simulink удобнее всего создавать mat-файл с помощью блока To File (библиотека Sinks). На рис. 2.9 показан пример использования данного блока. Из файла pila.mat считываются значения пилообразного сигнала (**файл To\_From\_File**).

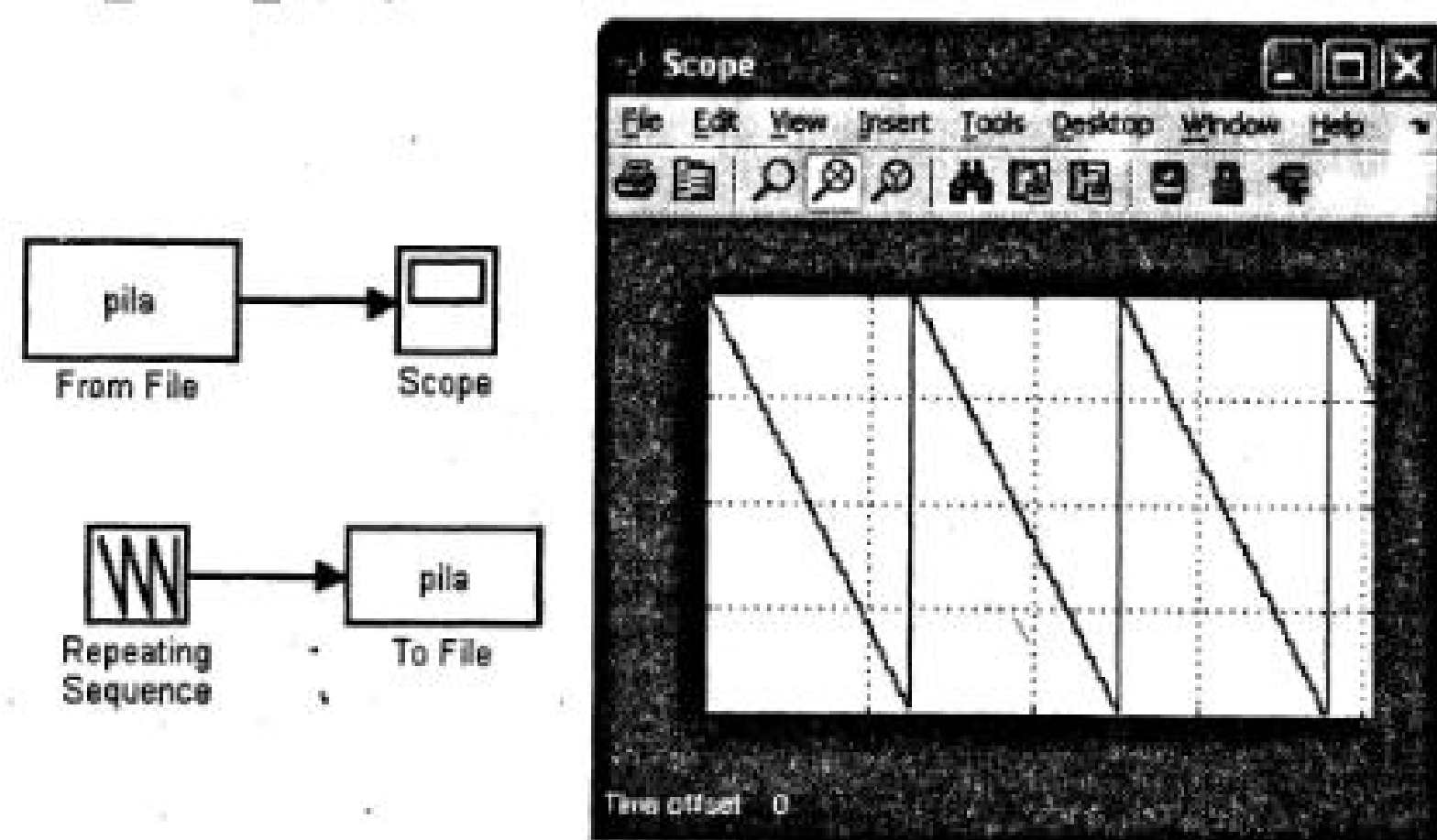


Рис. 2.9. Модель с блоками: To File и From File

**From Workspace** — блок считывания данных из рабочего пространства MATLAB.

Генераторы сигналов содержат большое количество блоков. Ниже описаны некоторые из них, предназначенные для моделирования мехатронных систем.

**Constant** — задает постоянный по уровню сигнал.

Значение константы может быть действительным или комплексным числом, вычисляемым выражением, вектором или матрицей.

**Sine Wave** — формирует синусоидальный сигнал с заданной частотой, амплитудой, фазой и смещением нулевого уровня.

При формировании выходного сигнала по текущему значению времени выходной сигнал определяется по выражению:

$$y = \text{Amplitude} * \sin(\text{frequency} * \text{time} + \text{phase}) + \text{bias}.$$

**Amplitude** — Амплитуда.

**Bias** — Постоянная составляющая сигнала.

**Frequency (rads/sec)** — Частота (рад/с).

**Phase (rads)** — Начальная фаза (рад).

**Sample time** — Шаг модельного времени. Используется для согласования работы источника и других компонентов модели во времени.

**Signal Generator** — генератор сигналов. Формирует один из четырех видов периодических сигналов:

**sine** — Синусоидальный сигнал.

**square** — Прямоугольный сигнал.

**sawtooth** — Пилообразный сигнал.

**random** — Случайный сигнал.

В полях окна настройки параметров задаются амплитуда сигнала (Amplitude), частота (Frequency).

На рис. 2.10. показано применение блоков Sine Wave и Signal Generator для получения широтно-модулированного сигнала (**файл Mod\_PWM**). Здесь модулирующим является синусоидальный сигнал, а модулируемым - сигнал пилообразный с выхода блока Signal Generator. Широтно-импульсные модуляторы повсеместно используются для управления полупроводниковыми преобразователями в мехатронных системах.

**Ramp** — источник линейно изменяющегося воздействия. Формирует линейный сигнал вида  $y = \text{Slope} * \text{time} + \text{Initial value}$ .

В полях окна настройки параметров задаются скорость изменения выходного сигнала (Slope), время начала формирования сигнала (Start time), начальный уровень сигнала на выходе блока (Initial value)..

**Step** — генератор ступенчатого сигнала. Формирует ступенчатый сигнал величины (Final value) в момент времени (Step time).

**Repeating Sequence** — блок периодического сигнала. Формирует периодический сигнал, который задается в полях окна настройки параметров в виде двух векторов:

**Time values** — вектор значений модельного времени.

**Output values** — вектор значений сигнала для моментов времени заданных вектором Time values.

На рис. 2.11 показан пример использования блока Step и Repeating Sequence для построения функциональной модели широтно-импульсного регулятора постоянного тока (**файл Mod\_PWM1**). Заданы параметры блока Step: Step time=0.005 (с), Initial value=-0.6

Final value=0.6. Значения модельного времени в блоке Repeating Sequence заданы вектором [0 0.01 0.02], а значения выходного сигнала вектором [-1 1 -1].

**Pulse Generator** — источник импульсного сигнала. Формирует импульсный сигнал заданной амплитуды (Amplitude), периода (Period) и длительности импульса в процентах от периода (Pulse width).

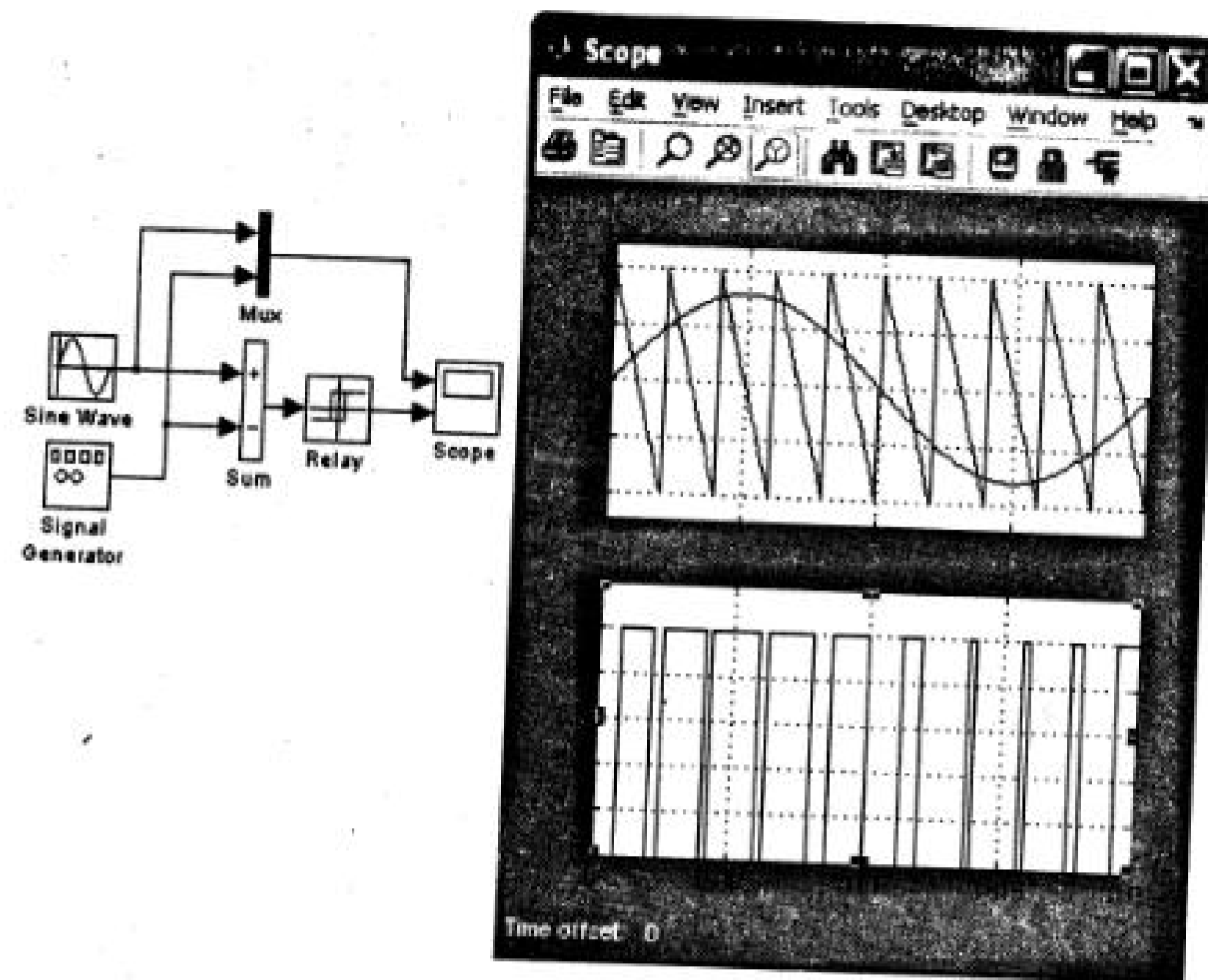


Рис. 2.10. Модель широтно-импульсного модулятора

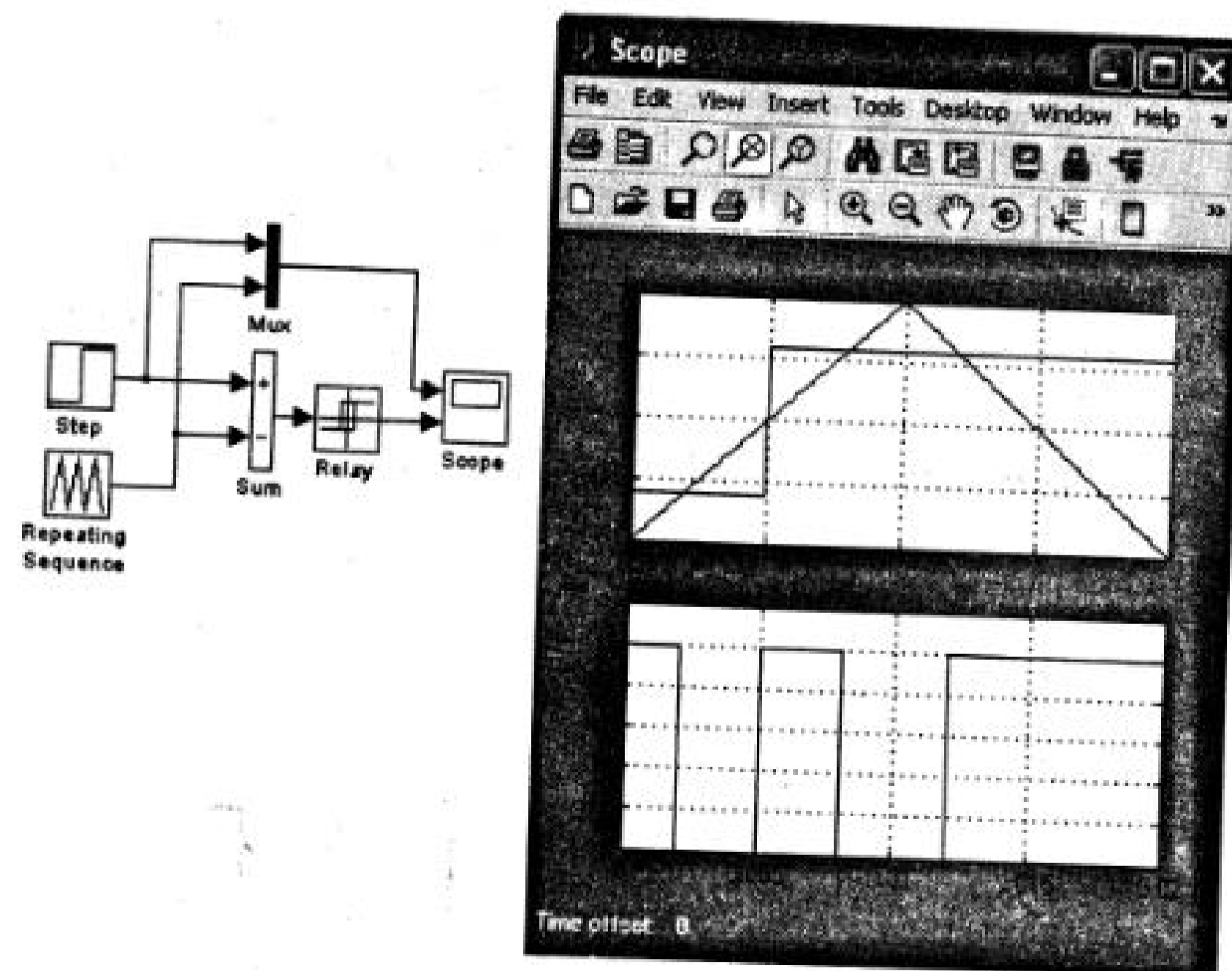


Рис. 2.11. Модель широтно-импульсного регулятора

### 2.2.2. Sinks – приемники сигналов

Библиотека блоков показана на рис. 2.12. Вся библиотека разбита на три раздела. 1. Блоки выходов моделей и подсистем (Model & Subsystem Outputs).

2. Блоки для визуализации данных (Data Viewers). 3. Блок управления временем моделирования (Simulation Control).

Выходные порты модели и подсистемы содержат четыре блока.

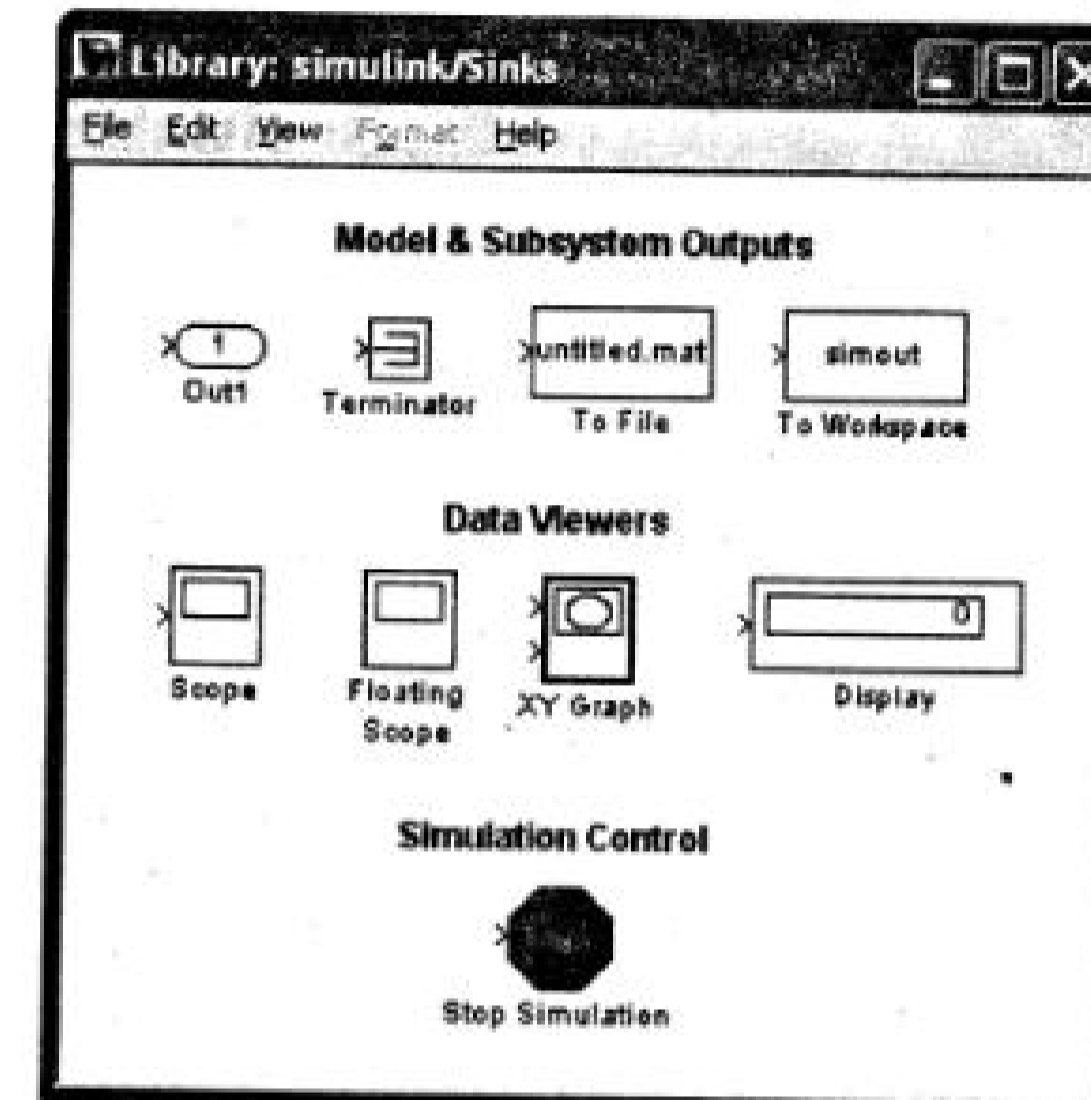


Рис. 2.12. Библиотека приемников сигнала

**Out** – блок выходного порта

Создает выходной порт для подсистемы или для модели верхнего уровня иерархии.

Блоки Outputs подсистемы являются ее выходами. Сигнал, подаваемый в блок Output внутри подсистемы, передается в модель (или подсистему) верхнего уровня.

При создании подсистемы с помощью команды Edit/Create subsystem выходные порты создаются и нумеруются автоматически. На рис. 2.13 показана модель из ранее рассмотренного примера модели широтно-импульсного модулятора (рис. 2.10). Здесь часть схемы с помощью команды Edit/Create преобразована в подсистему. Схема этой подсистемы с входными и выходными портами видна в правой части рисунка.

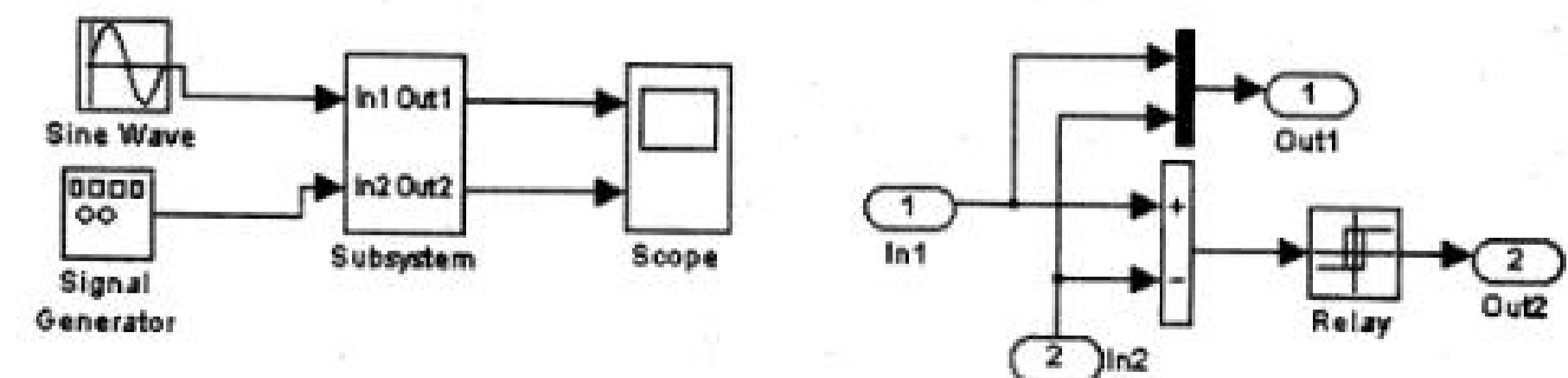


Рис. 2.13. Модель с подсистемой, входными и выходными портами

Выходной порт в системе верхнего уровня используется для передачи сигнала в рабочее пространство MATLAB.

**Terminator** — концевой приемник сигналов. В том случае, когда выход блока оказывается не подключенным ко входу другого блока, Simulink выдает предупреждающее сообщение в командном окне MATLAB. Для исключения этого необходимо использовать блок Terminator.

**To File** — блок сохранения данных в файле. Блок записывает данные, поступающие на его вход, в файл. В окне настройки параметров блока следует ввести имя файла для записи (Filename) и имя переменной, содержащей записываемые данные (Variable name). Если не указан полный путь файла, то файл сохраняется в текущей рабочей папке.

Кратность записи в файл входного сигнала определяется параметром — Decimation. Шаг модельного времени (Sample time) определяет дискретность записи данных.

Пример использования данного блока был рассмотрен ранее (рис. 2.9).

**To Workspace** — блок сохранения данных в рабочей области. Блок записывает данные, поступающие на его вход, в рабочую область MATLAB.

В окне параметров блока, кроме рассмотренных выше, задается максимальное количество сохраняемых расчетных точек по времени (Limit data points to last). Отсчет ведется от момента завершения моделирования. В том случае, если значение параметра Limit data points to last задано как inf, то в рабочей области будут сохранены все данные.

Формат сохранения данных выбирается из выпадающего списка (Save format).

Для считывания данных, сохраненных в рабочей области MATLAB, можно использовать блок From Workspace (библиотека Sources).

Раздел для визуализации данных (Data Viewers) включает четыре блока.

**Scope** — осциллограф. Строит графики исследуемых сигналов в функции времени. Позволяет наблюдать за изменениями сигналов в процессе моделирования.

Для того чтобы открыть окно просмотра сигналов, необходимо выполнить двойной щелчок левой клавишей «мыши» на изображении блока. В том случае, если на вход блока поступает векторный сигнал, то кривая для каждого элемента вектора строится отдельным цветом.

Настройка окна осциллографа выполняется с помощью панелей инструментов (рис. 2.14).

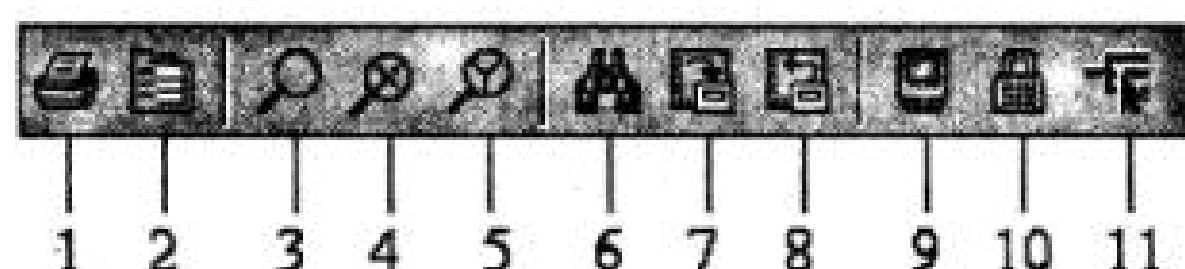



Рис. 2.14. Панель инструментов блока Scope

Панель инструментов содержит 11 кнопок, большинство из которых являются типовыми для Windows приложений.

Параметры блока устанавливаются в окне 'Scope' parameters, которое открывается с помощью инструмента  (Parameters) панели инструментов. Окно параметров имеет две вкладки:

**General** — общие параметры.

**Data history** — параметры сохранения сигналов в рабочей области MATLAB.

Вкладка общих параметров показана на рис. 2.15.

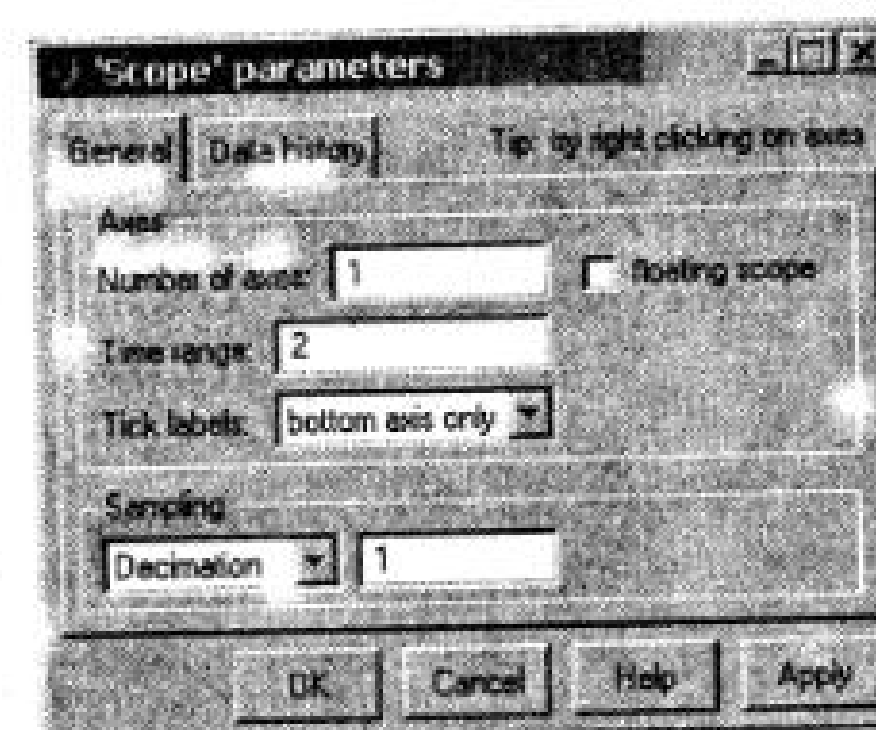


Рис. 2.15. Вкладка общих параметров General

На вкладке **General** задаются следующие параметры:

1. **Number of axes** — число входов осциллографа. При изменении этого параметра на изображении блока появляются дополнительные входные порты.
2. **Time range** — величина временного интервала для которого отображаются графики. Если время расчета модели превышает заданное параметром Time range, то вывод графика производится порциями, при этом интервал отображения каждой порции графика равен заданному значению Time range.
3. **Tick labels** — вывод/скрытие осей и меток осей.
4. **Sampling** — установка параметров вывода графиков в окне. Задает режим вывода расчетных точек на экран. При выборе Decimation кратность вывода устанавливается числом, задающим шаг выводимых расчетных точек.
5. **Floating scope** — перевод осциллографа в «свободный» режим (при установленном флажке).

На вкладке **Data history** (рис. 2.16) задаются следующие параметры:

1. **Limit data points to last** — максимальное количество отображаемых расчетных точек графика. При превышении этого числа начальная часть графика обрезается. В том случае, если флажок параметра Limit data points to last не установлен, то Simulink автоматически увеличит значение этого параметра для отображения всех расчетных точек.
2. **Save data to workspace** — сохранение значений сигналов в рабочей области MATLAB.
3. **Variable name** — имя переменной для сохранения сигналов в рабочей области MATLAB.
4. **Format** — формат данных при сохранении в рабочей области MATLAB.

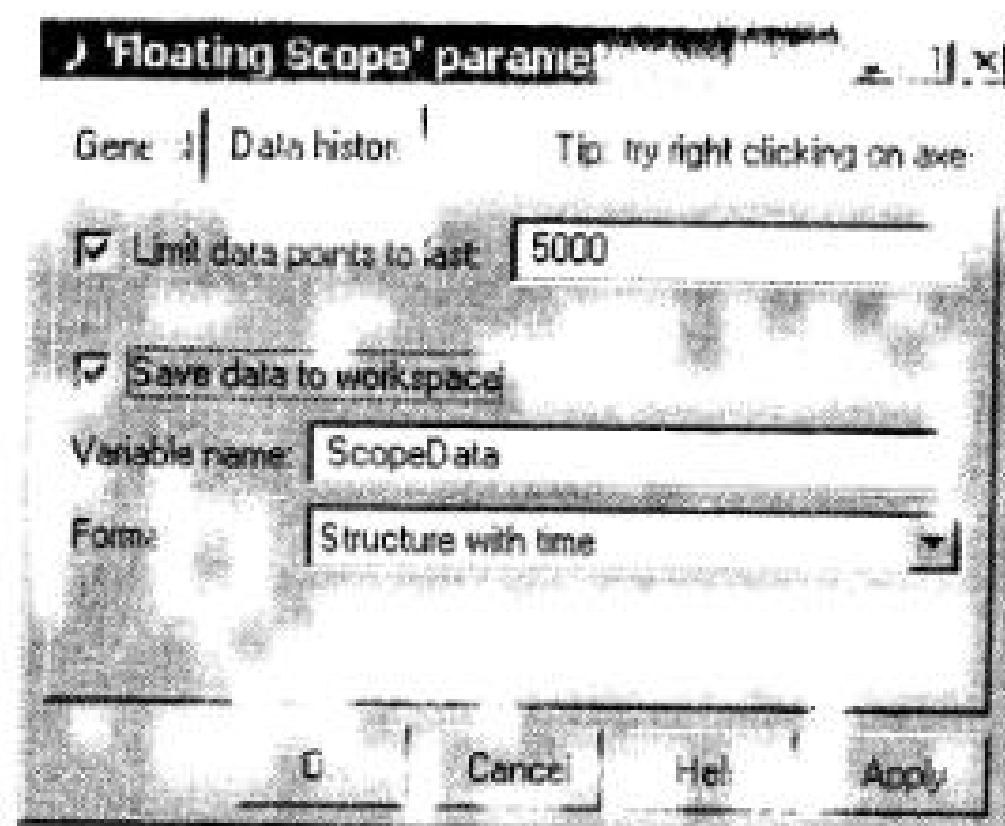




Рис. 2.16. Вкладка Data history

Осциллограф (*Floating Scope*), по сути, есть обычный осциллограф Scope, переведенный в «свободный» режим. В этом режиме блок осциллографа не имеет входов, а выбор отображаемого сигнала осуществляется с помощью инструмента  (*Signal selection*) панели инструментов. Для выбора сигналов необходимо выполнить следующие действия:

1. Выделить систему координат, в которой будет отображаться график. Это достигается с помощью одиночного щелчка левой клавишей «мыши» внутри нужной системы. Выбранная система координат будет подсвечена по периметру синим цветом.

2. С помощью инструмента  открыть окно диалога Signal Selector (рис. 2.17).

3. Отметить флажком имена блоков, сигналы с выхода которых требуется исследовать.

После выполнения расчета в окне блока Floating Scope будут отображены выбранные сигналы.

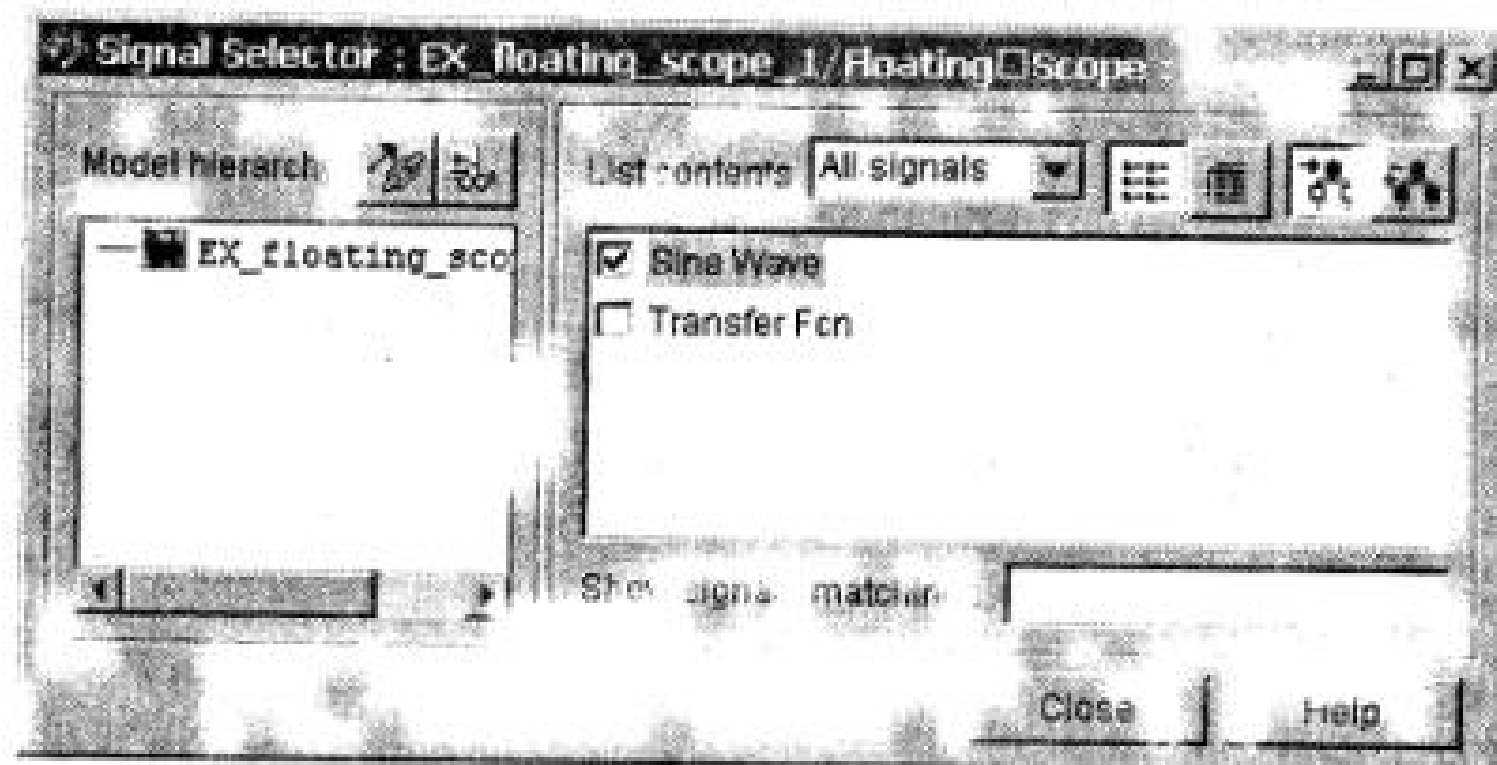


Рис. 2.17. Окно диалога Signal Selector

*XY Graph* — графопостроитель. Строит график одного сигнала в функции другого (график вида  $Y(X)$ ).

Блок имеет два входа. Верхний вход предназначен для подачи сигнала, который является аргументом (X), нижний — для подачи значений функции (Y).

На рис. 2.18, в качестве примера использования графопостроителя, показана фазовая траектория замкнутой системы (*файл XY Graph*). Выходной сигнал подан на ось X, а его производная — на ось Y. Система обладает повышенной устойчивостью. После нескольких колебаний процесс устанавливается.

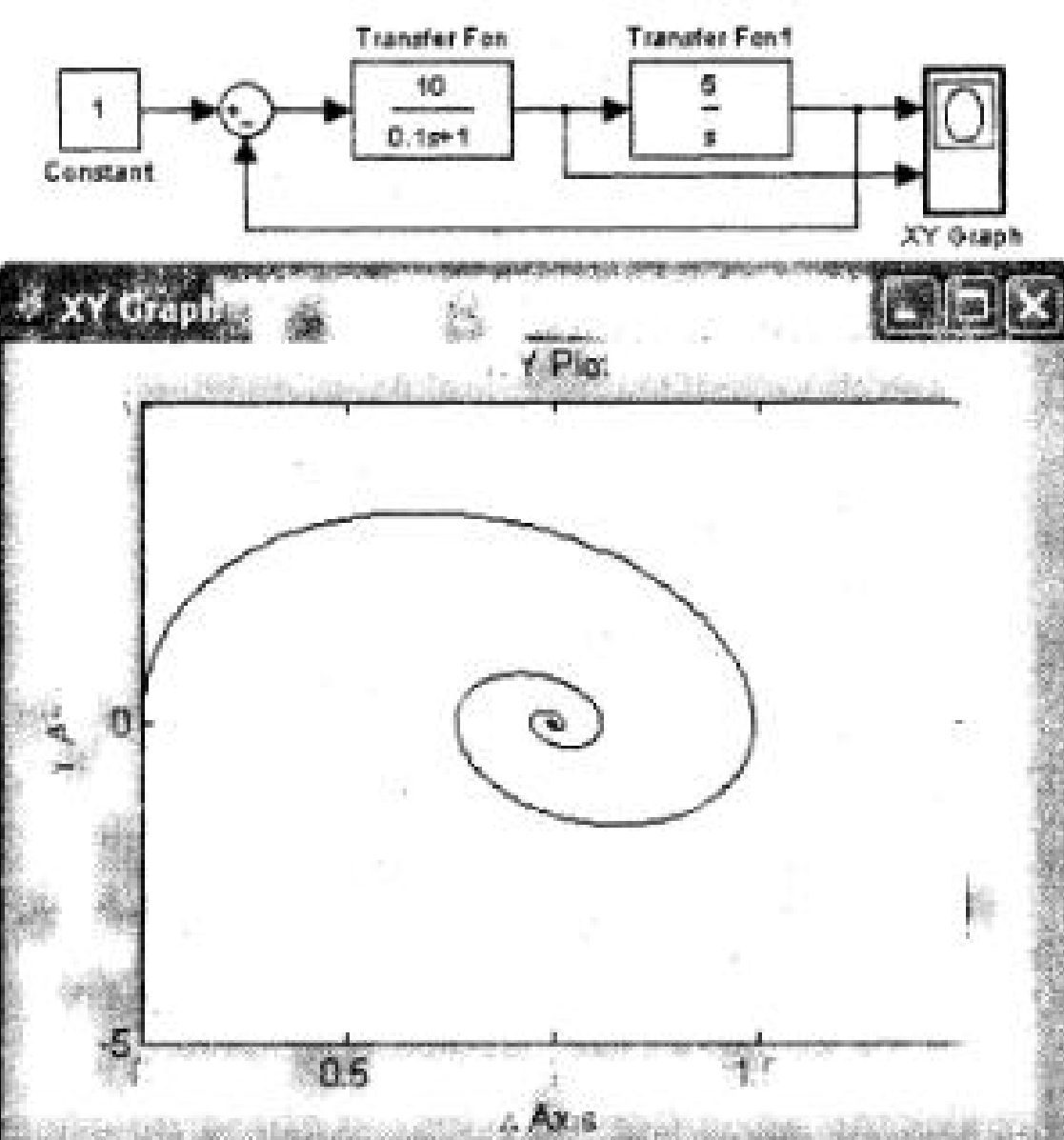


Рис. 2.18. Пример использования графопостроителя XY Graph

*Display* — цифровой дисплей. Отображает значение сигнала в виде числа.

Блок Display может использоваться для отображения не только скалярных сигналов, но также векторных, матричных и комплексных.

### 2.2.3. Continuous – аналоговые (непрерывные) блоки

Библиотека аналоговых блоков показана на рис. 2.19.

Все блоки в библиотеке разделяются на две группы. В первую группу включены динамические блоки, предназначенные для анализа и синтеза непрерывных систем. Эти блоки представляют собой символическую запись дифференциальных уравнений, которыми описываются непрерывные линейные системы управления. Во вторую группу включены блоки временных задержек сигнала.

Эти блоки, кроме своих основных функций, позволяют существенно уменьшить время моделирования в системах с отрицательной обратной связью. Для этого данный

Блок нужно включить в цепь обратной связи. При этом время задержки следует выбрать таким, чтобы наличие блока не влияло на динамические процессы в системе.

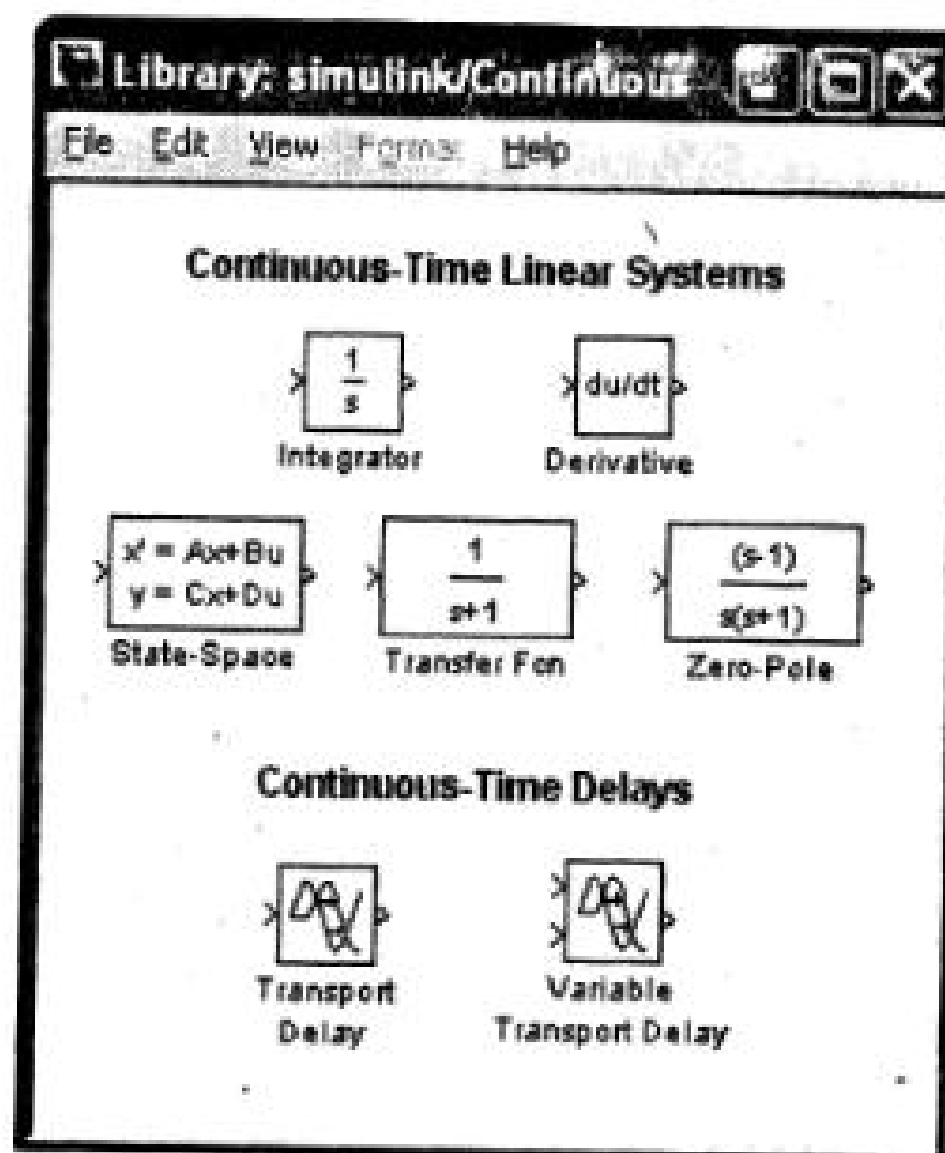


Рис. 2.19. Библиотека непрерывных блоков

**Integrator** — интегрирующий блок.

Выполняет интегрирование входного сигнала с возможностью внешнего сброса на нарастающий сигнал (rising), на спадающий сигнал (falling), на нарастающий либо спадающий сигнал (either), на не нулевой сигнал (level). Блок позволяет задать начальное условие (Initial condition) и ввести ограничение выходного сигнала (Upper saturation limit. Lower saturation limit).

**Derivative** — блок вычисления производной. Выполняет численное дифференцирование входного сигнала.

Данный блок используется для дифференцирования аналоговых сигналов.

**State-Space** — блок создает динамический объект, описываемый уравнениями в пространстве состояний:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du,$$

где  $x$  — вектор состояния,  $u$  — вектор входных воздействий,  $y$  — вектор выходных сигналов,  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  — матрицы: системы, входа, выхода и обхода, соответственно.

Блок позволяет задать вектор начальных условий для переменных состояния (Initial condition).

На рис. 2.20 показан пример моделирования динамического объекта с помощью данного блока (файл *State-Space*.)

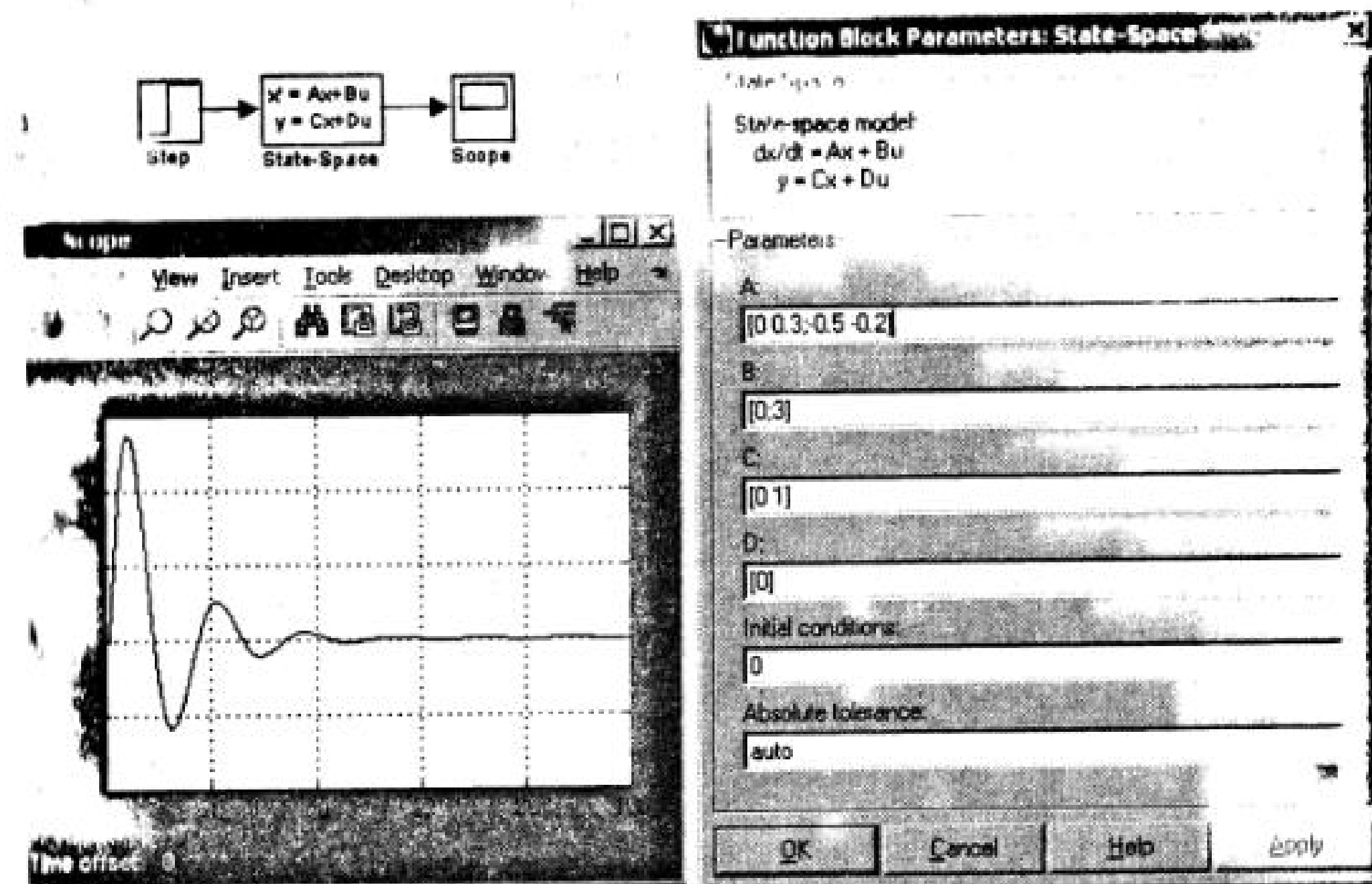


Рис. 2.20. Пример использования блока State-Space

**Transfer Fcn** — блок передаточной функции задает передаточную функцию в виде отношения полиномов:

$$W(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}$$

При этом порядок числителя не должен превышать порядок знаменателя.

В окне настройки параметров блока задаются вектор коэффициентов полинома числителя (Numerator) и вектор коэффициентов полинома знаменателя (Denominator). На рис. 2.21 показан пример моделирования колебательного звена с помощью блока Transfer Fun (файл *Trans. Fun*).

Если коэффициенты числителя заданы матрицей, то блок **Transfer Fun** моделирует векторную передаточную функцию, которую можно интерпретировать как несколько передаточных функций, имеющих одинаковые полиномы знаменателя, но разные полиномы числителя. При этом выходной сигнал блока является векторным и количество строк матрицы числителя задает размерность выходного сигнала.

**Zero-Pole** — определяет передаточную функцию с заданными полюсами и нулями:

$$H(s) = K \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2) \cdot \dots \cdot (s - z_m)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdot \dots \cdot (s - p_n)}$$

где  $z_1, z_2, z_m$  — нули передаточной функции (корни полинома числителя),  $p_1, p_2, p_n$  — полюсы передаточной функции (корни полинома знаменателя),  $K$  — коэффициент передаточной функции. В окне настройки параметров блока задаются — вектор нулей (Zeros), вектор полюсов (Poles), скалярный или векторный коэффициент передаточной функции (Gain).

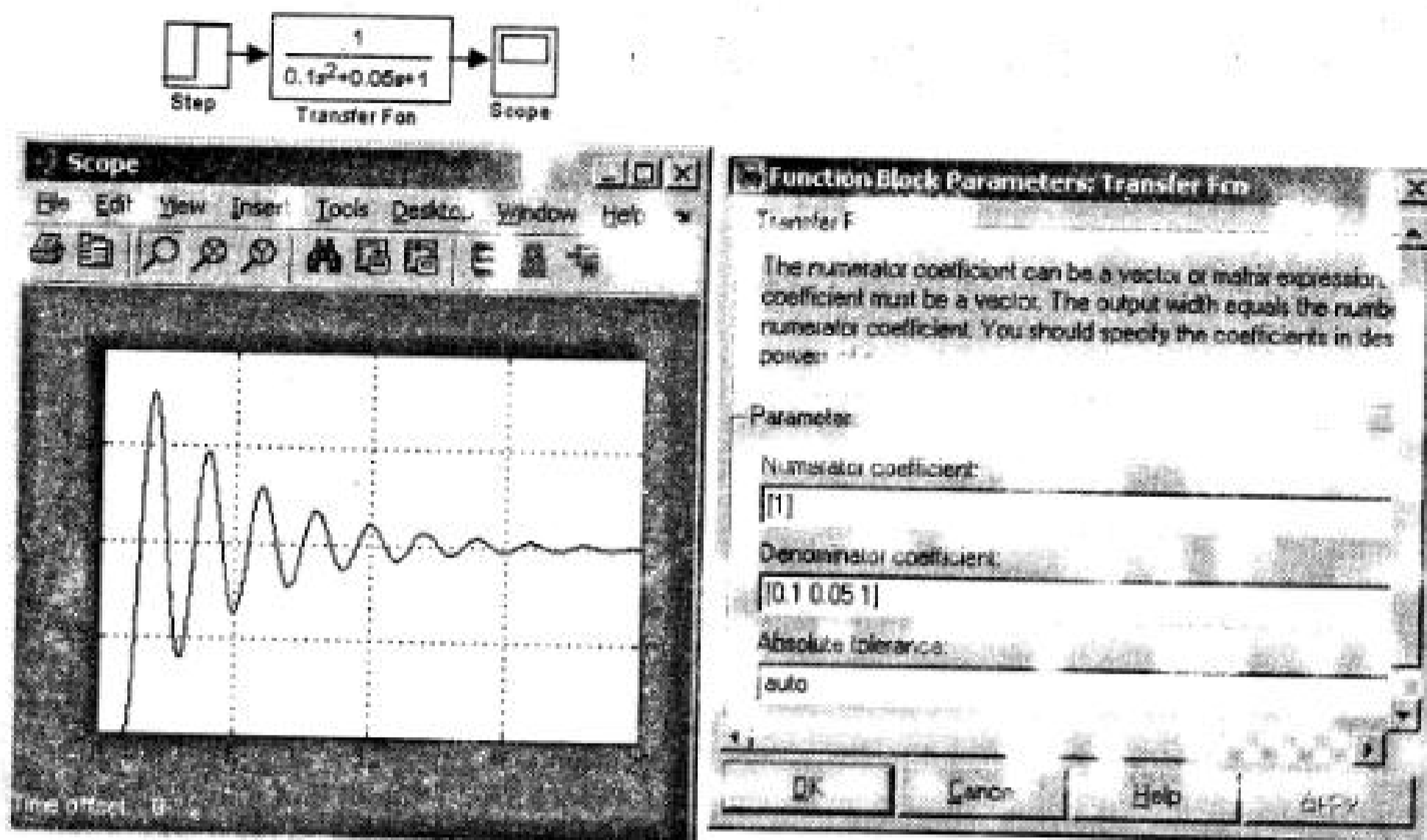


Рис. 2.21. Пример использования блока Transfer Fun.

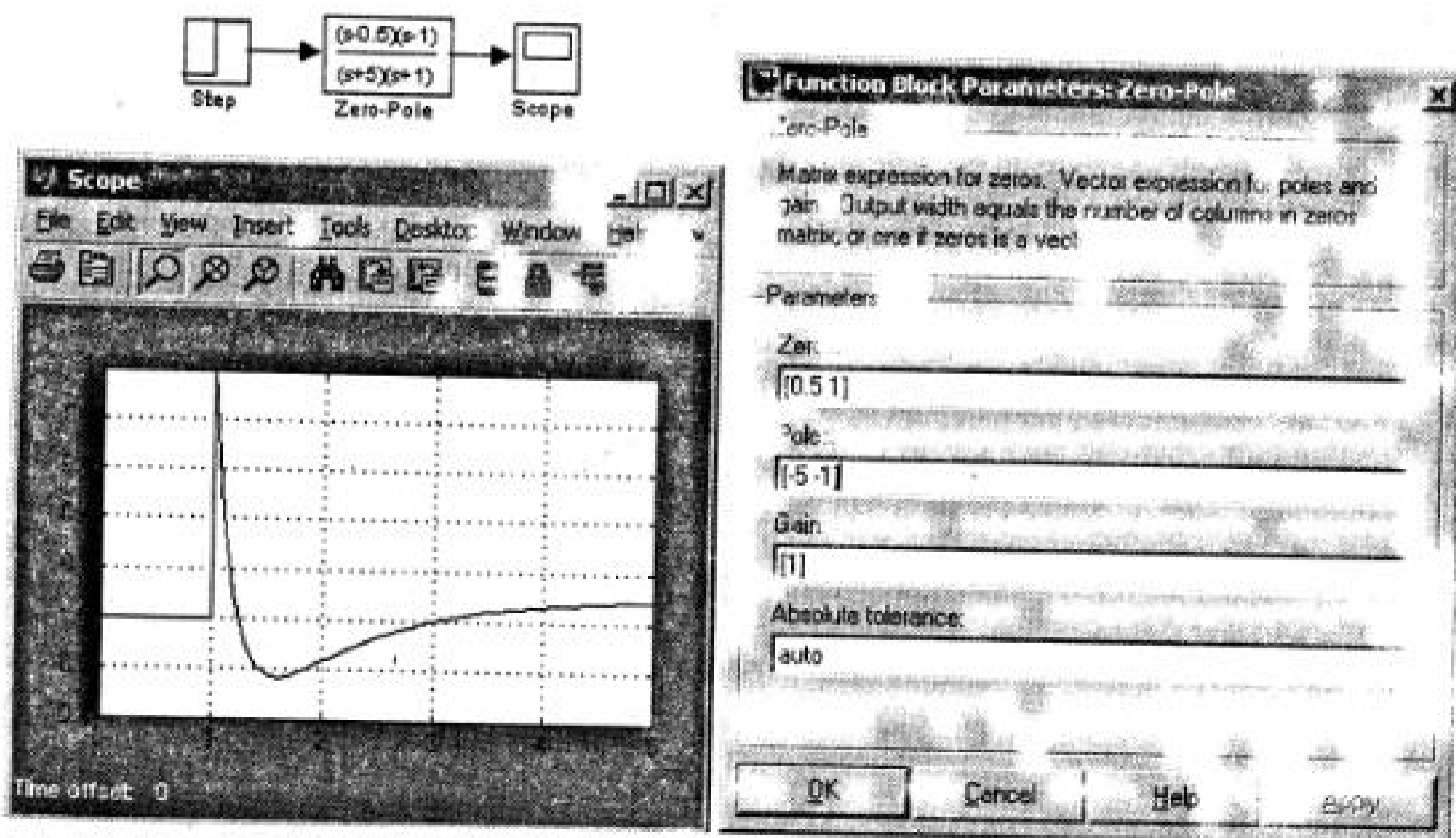


Рис. 2.22. Пример использования блока Zero-Pole

Количество нулей не должно превышать число полюсов передаточной функции. Нули или полюса могут быть заданы комплексными числами.

На рис. 2.22 показан пример использования блока Zero-Pole (файл Zero-Pole).

*Transport Delay* — блок фиксированной задержки сигнала. Обеспечивает задержку входного сигнала на заданное время.

В окне настройки параметров блока задаются время задержки сигнала (Time Delay), начальное значение выходного сигнала (Initial input), размер памяти, выделяемой для хранения задержанного сигнала (Buffer size — задается в байтах числом, кратным 8).

При выполнении моделирования значение сигнала и соответствующее ему модельное время сохраняются во внутреннем буфере блока Transport Delay. По истечении времени задержки значение сигнала, извлекается из буфера и передается на выход блока.

*Variable Transport Delay* — блок управляемой задержки сигнала. Выполняет задержку входного сигнала, заданную величиной сигнала управления.

В окне настройки параметров блока задаются максимальное значение времени задержки сигнала (Maximum delay), начальное значение выходного сигнала (Initial input), размер памяти, выделяемой для хранения задержанного сигнала (Buffer size — задается в байтах числом, кратным 8). Блок управляемой задержки Variable Transport Delay работает аналогично блоку постоянной задержки сигнала Transport Delay.

#### 2.2.4. Discontinuities — нелинейные блоки

Библиотека блоков показана на рис. 2.23.

*Saturation* — блок ограничения. Выполняет ограничение величины выходного сигнала. В окне настройки параметров блока задаются верхний и нижний порог ограничения (Upper limit, Lower limit).

Выходной сигнал блока равен входному, если его величина не выходит за порог ограничения. По достижении входным сигналом уровня ограничения выходной сигнал блока перестает изменяться и остается равным порогу.

Блок *Saturation Dynamic* аналогичен рассмотренному. В этом блоке верхний и нижний уровни ограничения выходного сигнала задаются по входам up, lo и могут изменяться при моделировании.

*Dead Zone* — блок с зоной нечувствительности. Реализует нелинейную зависимость типа «зона нечувствительности (мертвая зона)».

В окне настройки параметров блока задаются начало зоны нечувствительности (Start of dead zone — нижний порог), конец зоны нечувствительности (End of dead zone — верхний порог).

Если величина входного сигнала находится в пределах зоны нечувствительности, то выходной сигнал блока равен нулю. Если входной сигнал больше верхнего порога зоны нечувствительности, то выходной сигнал равен входному минус величина порога.

Блок *Deade Zone Dynamic* аналогичен рассмотренному. В этом блоке верхний и нижний уровни мертвой зоны выходного сигнала задаются по входам up, lo и могут изменяться при моделировании.

**Rate Limiter** — блок ограничения скорости изменения сигнала. Блок обеспечивает ограничение скорости изменения сигнала (первой производной).

В окне настройки параметров блока задаются уровень ограничения скорости при увеличении сигнала (Rising slew rate), уровень ограничения скорости при уменьшении сигнала (Falling slew rate).

Блок **Rate Limiter Dynamic** аналогичен рассмотренному. В этом блоке верхний и нижний уровни ограничения скорости изменения выходного сигнала задаются по входам *up*, *lo* и могут изменяться при моделировании.

**Backlash** — блок люфта в механической передаче. Моделирует нелинейность типа «люфт».

В окне настройки параметров блока задаются ширина люфта (Deaband width), начальное значение выходного сигнала (Initial output).

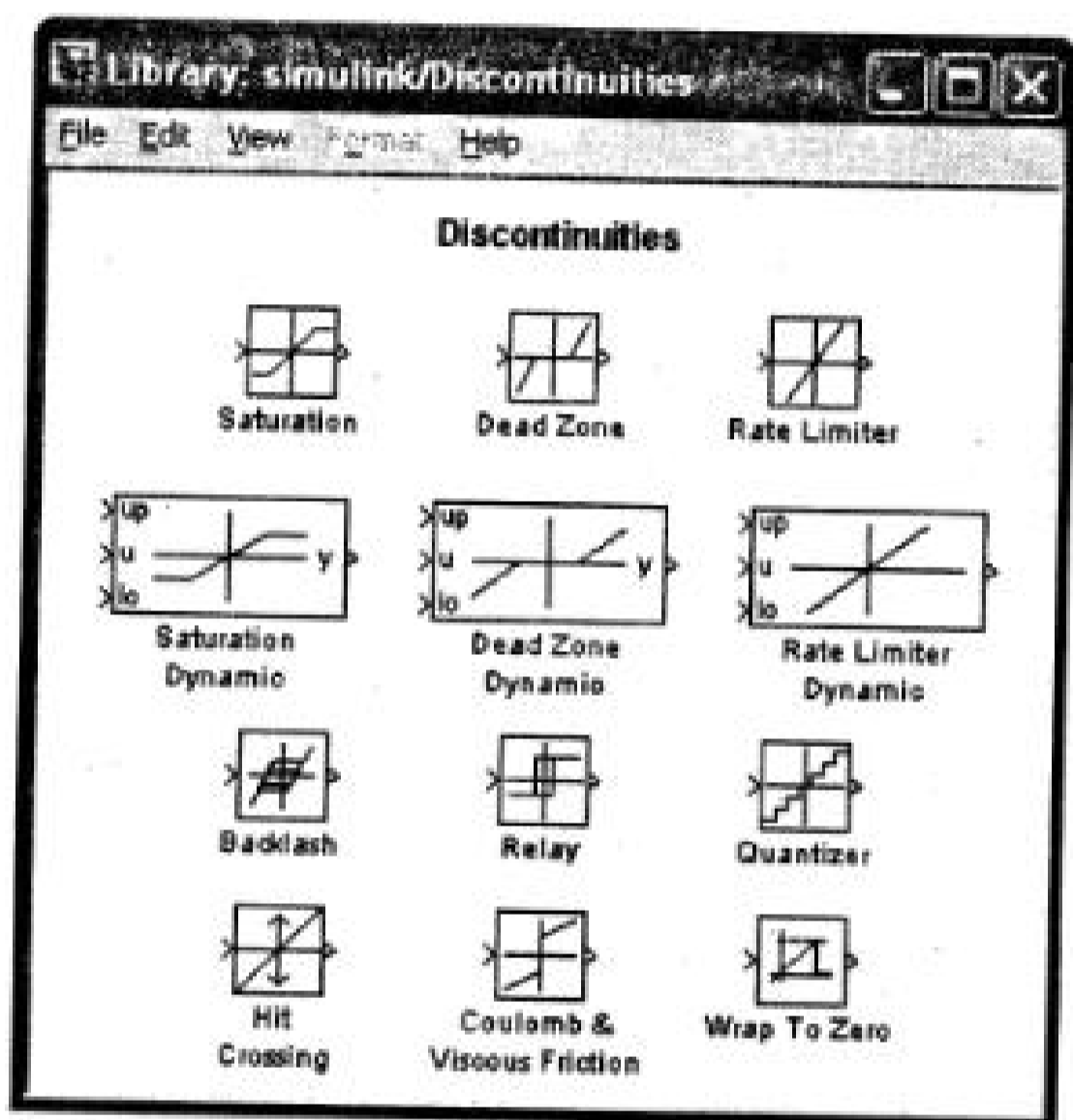


Рис.2.23. Библиотека нелинейных блоков

На рис. 2.24 показан пример работы блока **Backlash** в замкнутой системе, рассмотренной в примере (рис. 2.18) (файл *XY Graph1*). Здесь, в отличие от линейной системы, устанавливаются незатухающие колебания (предельный цикл).

**Relay** — релейный блок. Реализует релейную нелинейность.

В окне настройки параметров блока задаются порог включения и порог выключения (Switch on point — значение входного сигнала, при котором происходит включение реле.

Switch off point — значение входного сигнала, при котором происходит выключение реле),

Величина выходного сигнала во включенном состоянии (Output when on), и величина выходного сигнала в выключенном состоянии (Output when off).

Переход из одного состояния в другое происходит скачком при достижении входным сигналом порога включения или выключения реле.

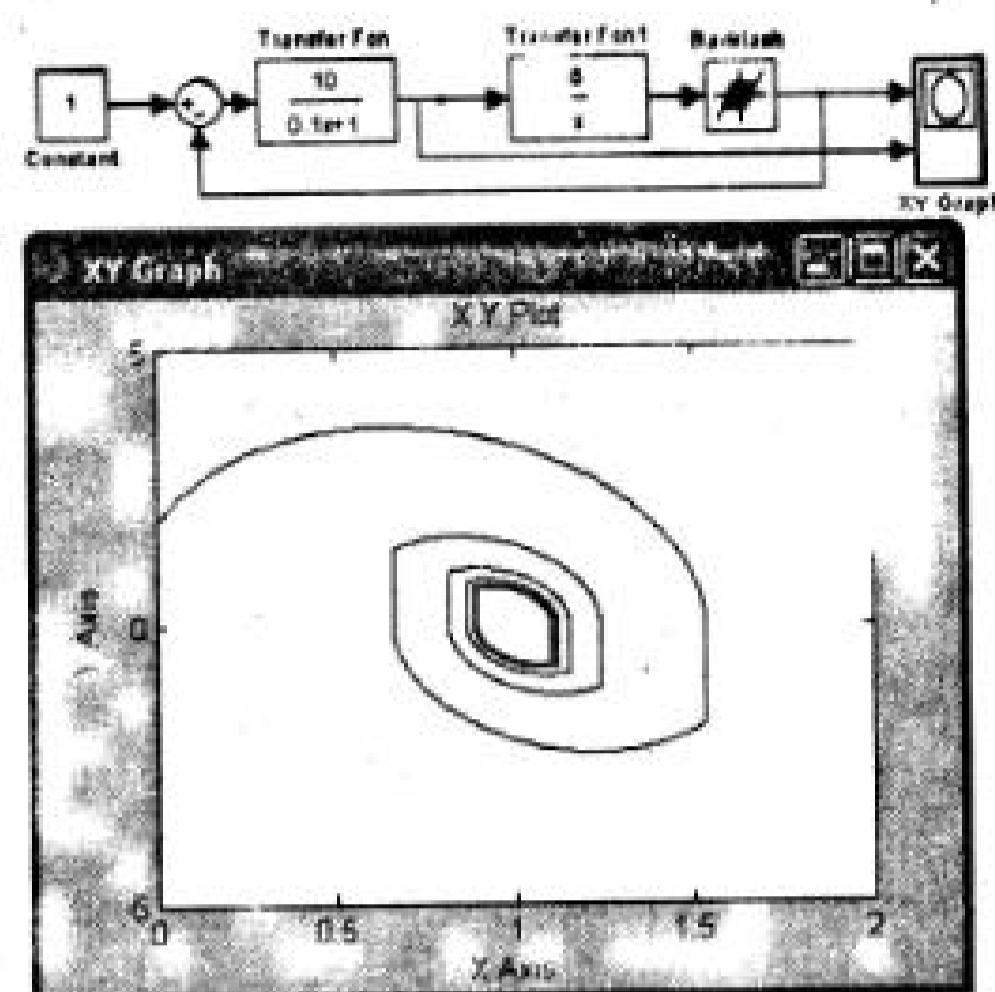


Рис.2.24. Пример использования блока **Backlash**

Пример использования блока **Relay** для получения напряжений пилообразной и прямоугольной формы показан на рис. 2.25 (файл *G Pksz*). Ранее, на рис. 2.10, рис. 2.11 приведены примеры использования блока для получения широтно-импульсной модуляции.

**Quantizer** — блок квантования по уровню. Блок обеспечивает квантование входного сигнала с одинаковым шагом по уровню. В окне настройки параметров блока задается шаг квантования по уровню (Quantization interval).

**Hit Crossing** — блок определения момента пересечения порогового значения. Определяет момент времени, когда входной сигнал пересекает заданное пороговое значение. В окне настройки параметров блока задаются значение, пересечение которого входным сигналом требуется идентифицировать (Hit crossing offset) направление пересечения (Hit crossing direction), которое выбирается из списка

rising — возрастание.

failing — убывание.

either — оба направления.

В момент пересечения порогового уровня блок вырабатывает единичный сигнал длительностью в один шаг модельного времени.

**Coulomb and Viscous Friction** — блок сухого и вязкого трения. Моделирует эффекты сухого и вязкого трения в механических передачах. В окне настройки параметров блока задаются величина сухого трения (Coulomb friction value (Offset)) коэффициент вязкого трения (Coefficient of viscous friction (Gain)).

**Wrap to Zero** — порог нулевого уровня. Сигнал на выходе блока равен нулю до тех пор, пока он не превысит значение параметра Threshold — порог. По превышении порога сигнал на выходе блока становится равным сигналу на входе.

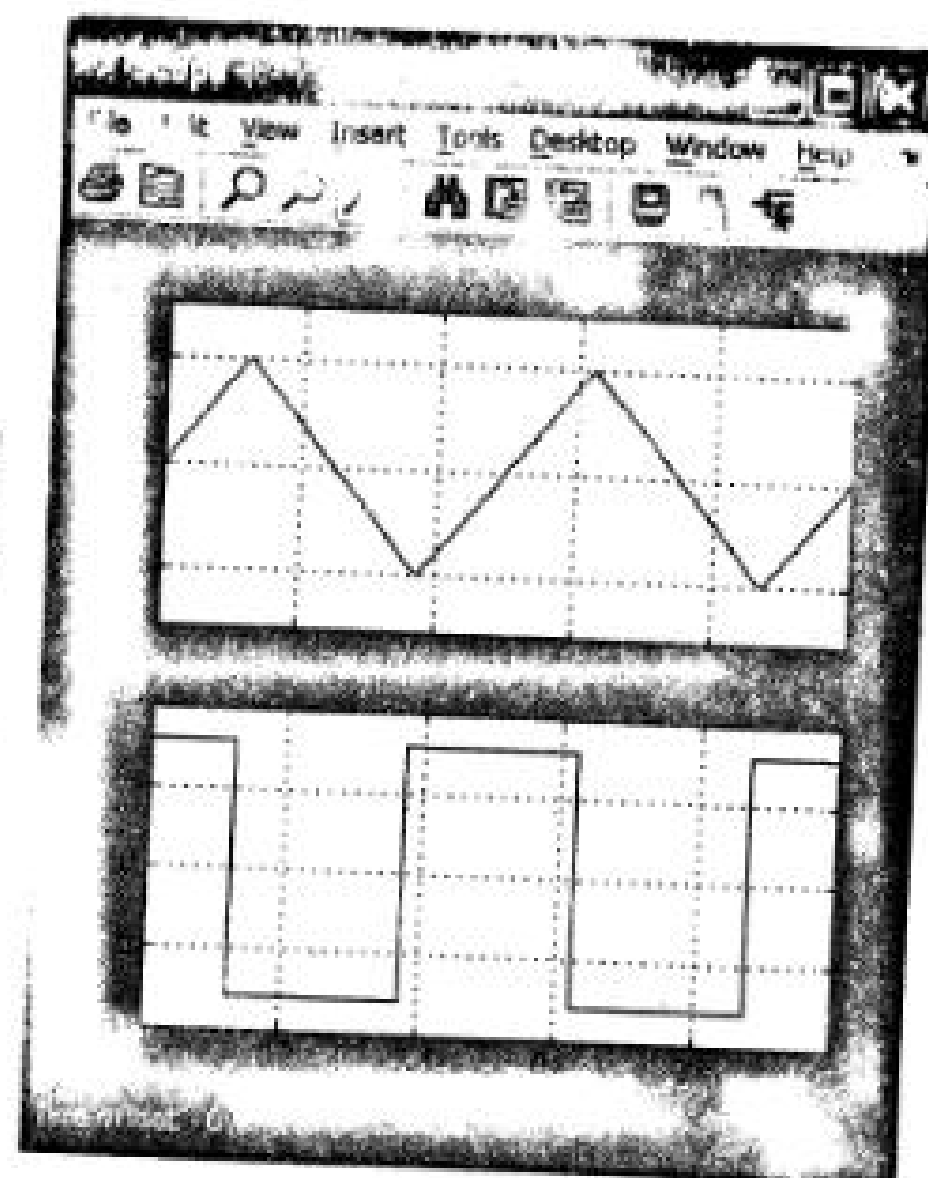
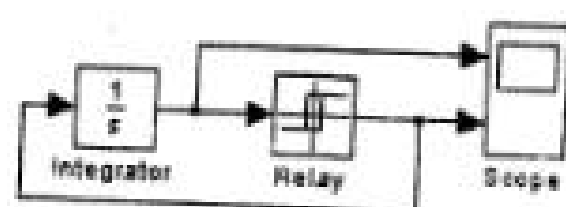


Рис.2.25. Модель генератора напряжений пилообразной и прямоугольной формы

### 2.2.5. Discrete – дискретные блоки

Библиотека дискретных блоков приведена на рис. 2.26.

Все блоки в библиотеке разделяются на две группы. В первую группу входят различные задержки и динамические блоки, предназначенные для анализа и синтеза дискретных систем. Эти блоки представляют собой символическую запись разностных уравнений, которыми описываются дискретные системы управления.

Во вторую группу (Sample and Hold Delays) включен блок памяти и блоки экстраполяции.

*Unit Delay*, *Integer Delay*, *Tapped Delay* — единичная задержка, целочисленная задержка, выявляемая задержка. Выполняют задержку входного сигнала на один (*Unit Delay*) или более (*Integer Delay*) шагов модельного времени. Выходным сигналом блока *Tapped Delay* является вектор, количество элементов которого задается в поле Number of Delays. В окнах настройки параметров блоков задается начальное значение для выходного сигнала (*Initial condition*), шаг модельного времени (*Sample time*).

Блоки дискретного интегратора (*Discrete-Time Integrator*), производных (*Difference*, *Discrete Derivative*), дискретной передаточной функции (*Discrete Transfer Fcn*), дискретной передаточной функции с заданными полюсами и нулями (*Discrete Zero-Pole*), дискретного динамического объекта в переменных состояния (*Discrete State-Space*) повторяют аналогичные блоки для непрерывных систем. В этих блоках могут быть использованы различные численные методы вычисления интеграла.

- 1 Forward Euler — Прямой метод Эйлера.
- 2 Backward Euler — Обратный метод Эйлера.
- 3 Tustin — Метод трапеций.

Каждый блок имеет параметр — шаг дискретизации по времени (*Sample time*).

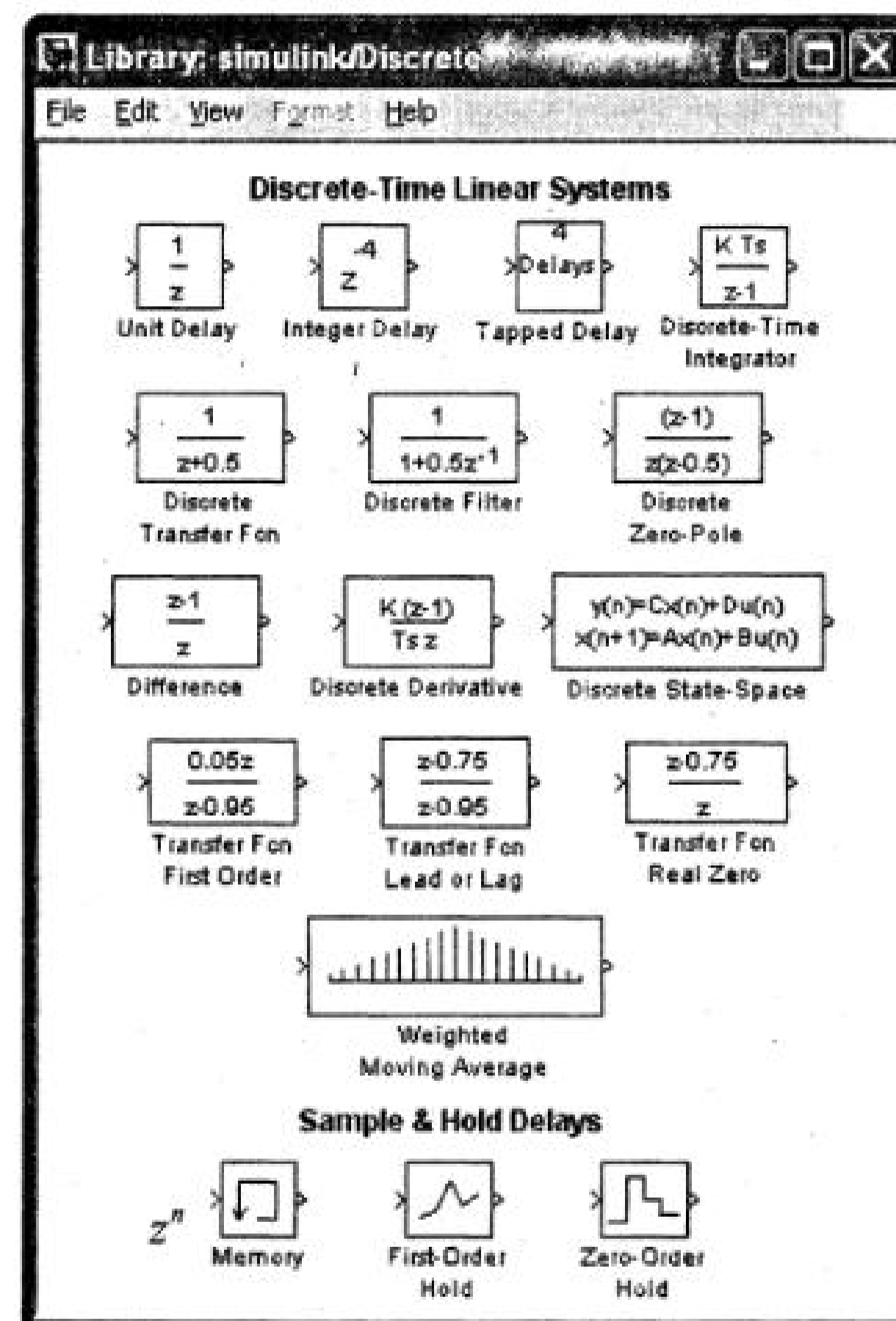


Рис. 2.26. Библиотека дискретных блоков

На рис. 2.27 показан пример, демонстрирующий все три способа численного интегрирования блока *Discrete-Time Integrator* (файл *Int\_z*). Как видно из рисунка, изображение блока меняется в зависимости от выбранного метода интегрирования.

*Discrete filter* — дискретный фильтр. Представляет собой динамическое звено, передаточная функция которого получается путем деления дискретной передаточной функции на  $z^n$ . Дискретные фильтры широко применяются в системах коммуникации и связи. Они также используются в цифро-аналоговых системах управления при фильтрации шумов и искажений информационных сигналов.

*Weighted Moving Average* — блок для расчета средне-взвешенных значений входного сигнала.

Выходные сигналы блока формируются в соответствии с уравнениями:

$$y_1[k] = a_1 u[k] + b_1 u[k-1] + c_1 u[k-2] \dots,$$

$$y_2[k] = a_2 u[k] + b_2 u[k-1] + c_2 u[k-2] \dots$$

в поле **Weights** блока параметров задаются коэффициенты уравнений в виде матрицы. Начальные условия должны быть заданы для каждой выходной величины в поле **Initial Condition**.

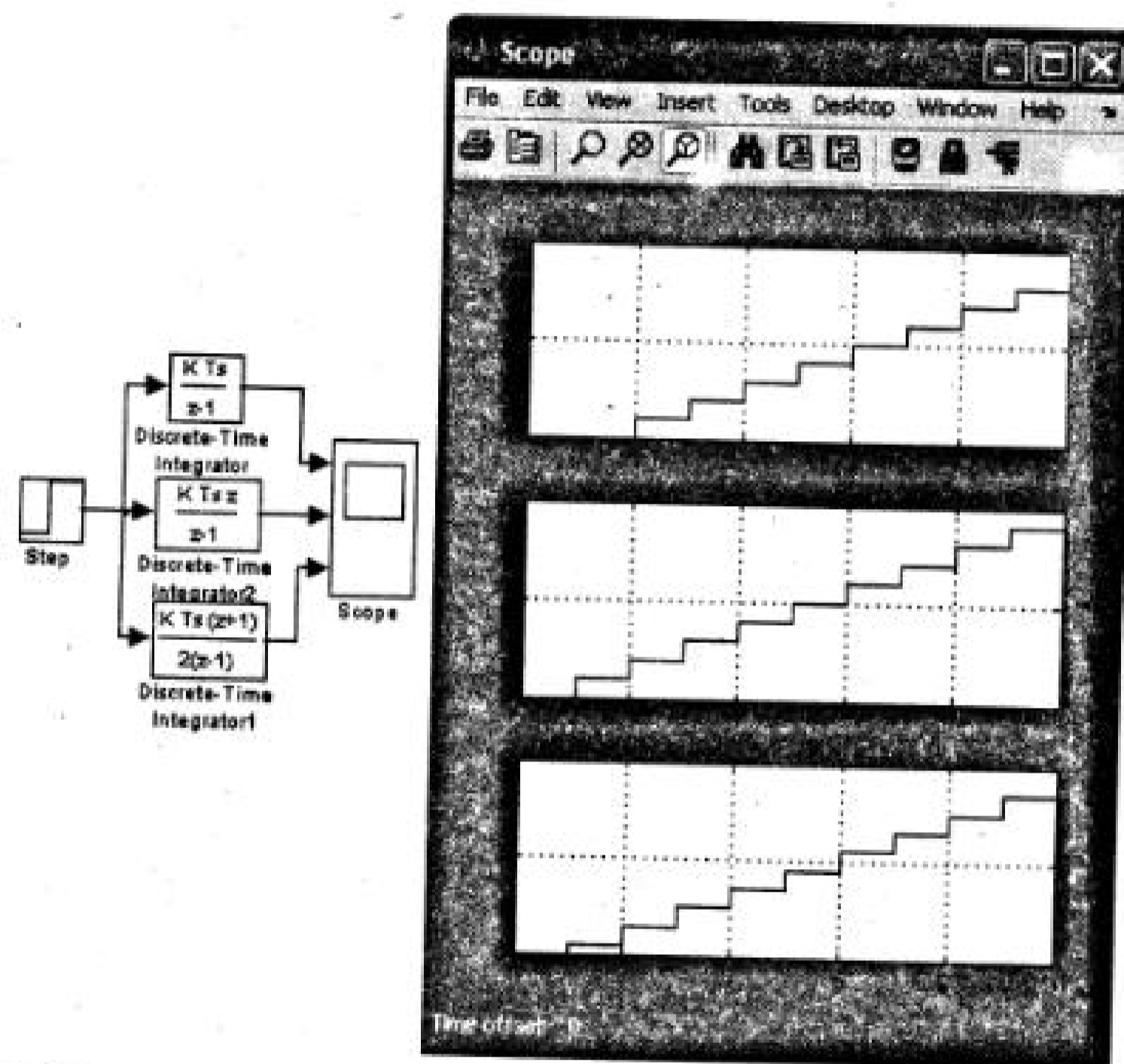


Рис. 2.27. Модели интегрирования блоками Discrete-Time Integrator, реализующими разные численные методы

Аналогом преобразователя входного непрерывного сигнала  $f(t)$  в сигнал  $f[nT]$  в пакете Simulink служит блок Zero-Order Hold — экстраполятор нулевого порядка. Блок фиксирует значение входного сигнала в начале интервала квантования и поддерживает на выходе это значение до окончания интервала квантования. Затем выходной сигнал изменяется скачком до величины входного сигнала на следующем шаге квантования.

На рис. 2.28 показан пример использования блока Zero-Order Hold для формирования квантованного сигнала (**файл Zero-Order Hold**).

**First-Order Hold** — блок экстраполятора первого порядка. Блок задает линейное изменение выходного сигнала на каждом такте дискретизации, в соответствии с крутизной входного сигнала на предыдущем интервале дискретизации.

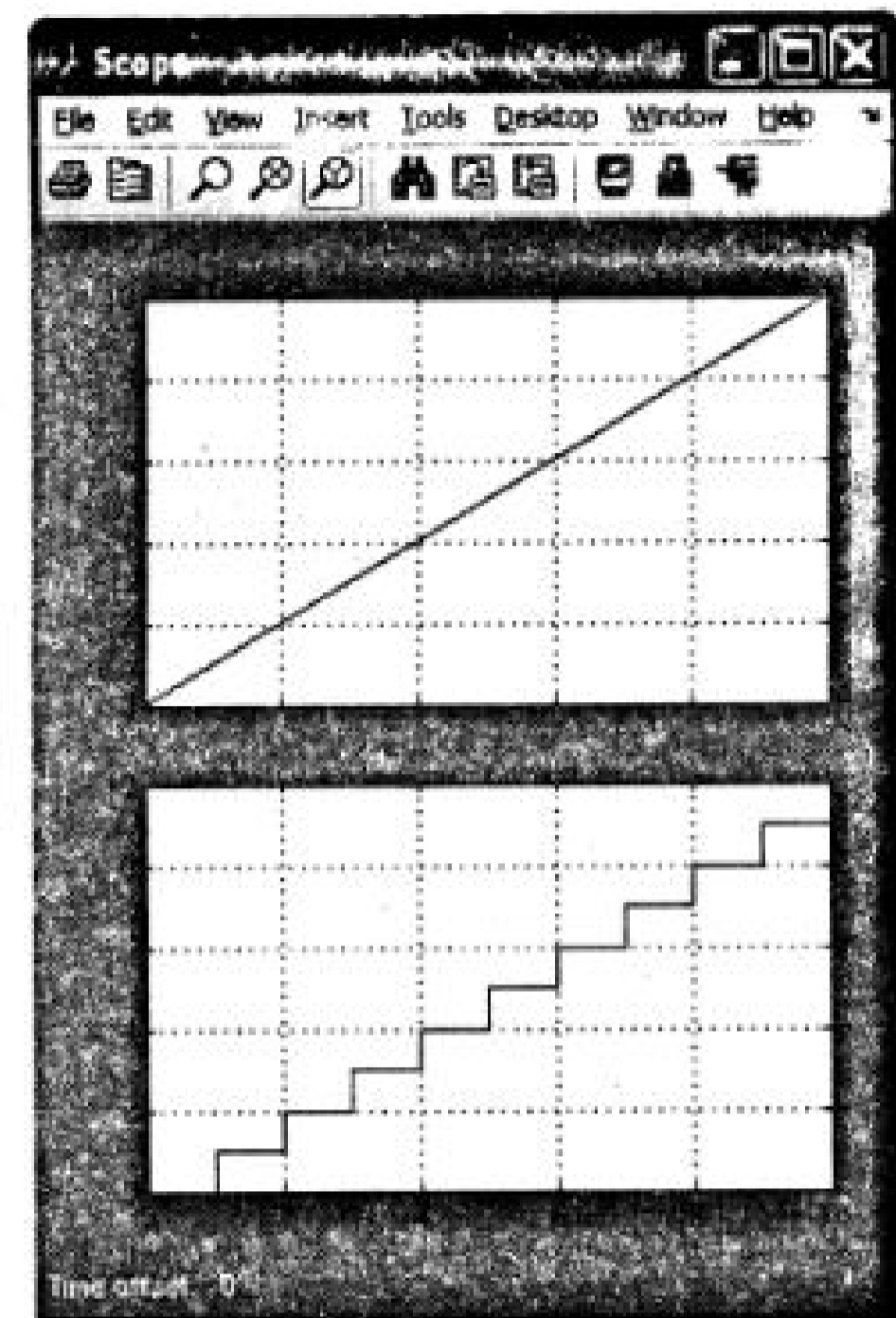
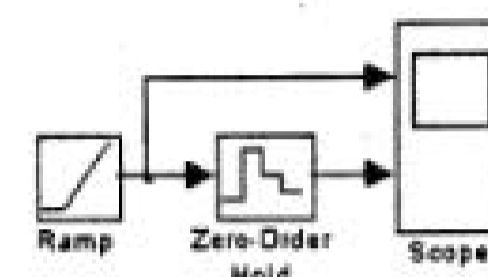


Рис. 2.28. Модель блока Zero-Order Hold формирования дискретного сигнала

## 2.2.6. Math — блоки математических операций

Библиотека блоков (рис. 2.29) разбита на три раздела:

- 1 *Math Operations* — математические операции.
- 2 *Vector Matrix Operations* — векторные и матричные операции.
- 3 *Complex Vector Conversion* — преобразования комплексных векторов.

Ниже рассмотрены блоки, которые часто используются при анализе мехатронных систем.

Различные блоки вычисления суммы выполняют вычисление суммы текущих значений сигналов.

В списке (List of sign) окна задания параметров можно использовать следующие знаки: + (плюс), - (минус) и | (разделитель знаков).

Количество входов и операция (сложение или вычитание) определяется списком знаков параметра List of sign, при этом метки входов обозначаются соответствующими знаками.

Блоки умножения Product выполняют вычисление произведения текущих значений сигналов.

Количество входов (Number of inputs) может задаваться как числом или как списком знаков. В списке знаков можно использовать знаки \* (умножить) и / (разделить).

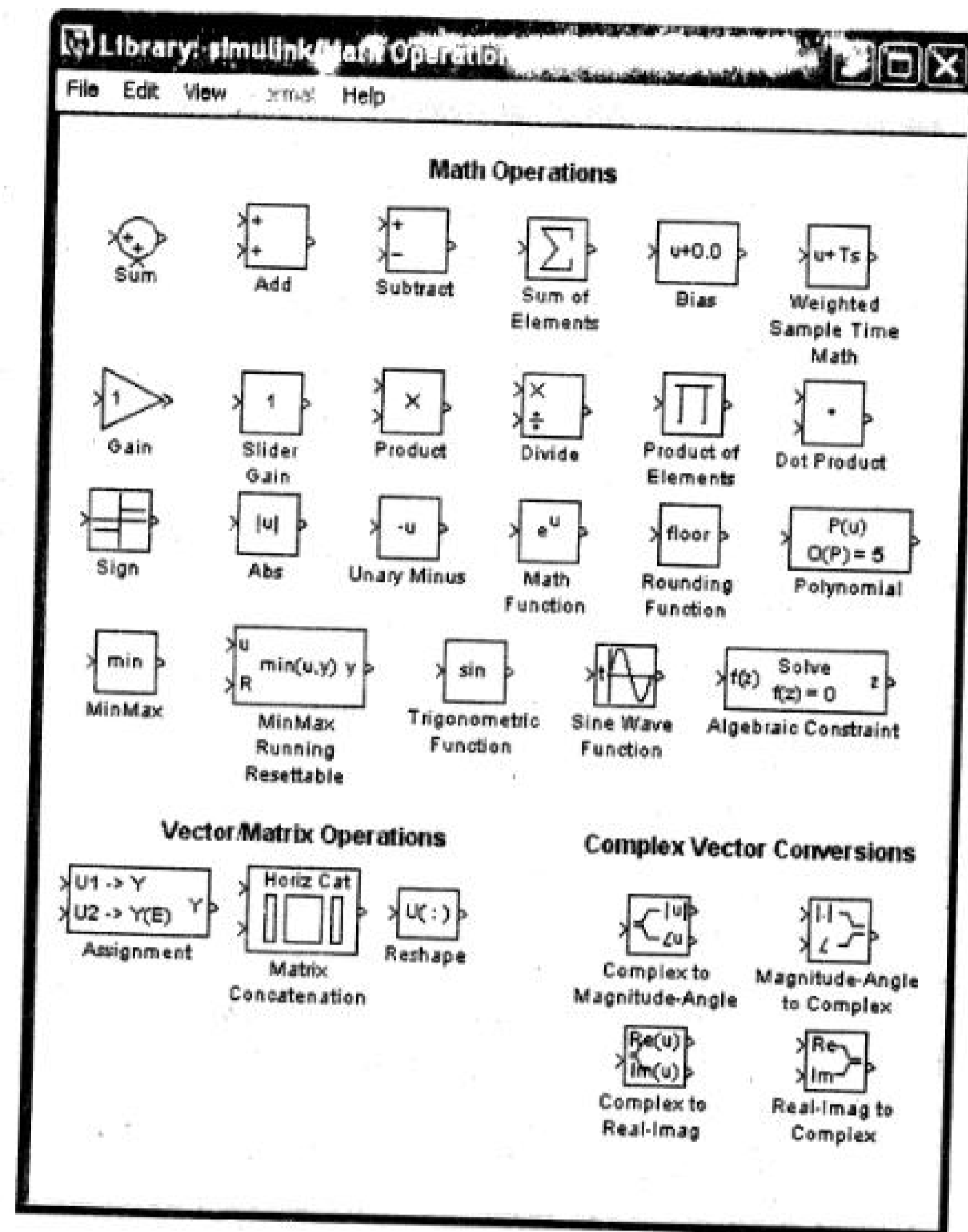


Рис. 2.29. Библиотека блоков математических операций

Если параметр Number of inputs задан списком, включающим кроме знаков умножения также знаки деления, то метки входов будут обозначены символами соответствующих операций.

Блок может использоваться для операций умножения или деления скалярных векторных или матричных сигналов. Пример использования блока Product при реализации балансного модулятора показан на рис. 2.30 (файл Product).

Abs — блок вычисления модуля выполняет вычисление абсолютного значения величины сигнала.

Блок Abs может использоваться также для вычисления модуля сигнала комплексного типа.

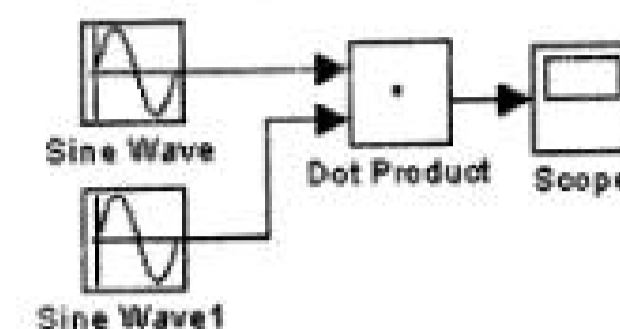


Рис. 2.30. Модель балансного модулятора

Sign — блок определения знака сигнала. Блок работает в соответствии со следующим алгоритмом:

Если входной сигнал блока положителен, то выходной сигнал равен 1.

Если входной сигнал блока отрицателен, то выходной сигнал равен -1.

Если входной сигнал блока равен 0, то выходной сигнал также равен 0.

Gain и Matrix Gain — усилители. Выполняют умножение входного сигнала на постоянный коэффициент. В окне параметров задаются:

Gain — коэффициент усиления.

Multiplication — способ выполнения операции. Может принимать значения (из списка):

- Element-wise  $K \cdot u$  — поэлементный.

- Matrix  $K \cdot u$  — матричный. Коэффициент усиления является левосторонним операндом.

- Matrix  $u \cdot K$  — матричный. Коэффициент усиления является правосторонним операндом.

Saturate on integer overflow. При установленном флажке ограничение сигналов целого типа выполняется корректно.

Блоки усилителей Gain и Matrix Gain есть один и тот же блок, но с разными начальными установками параметра Multiplication.

Параметр блока Gain может быть положительным или отрицательным числом, как больше, так и меньше 1. Коэффициент усиления можно задавать в виде скаляра, матрицы или вектора, а также в виде вычисляемого выражения.

В том случае если параметр Multiplication задан как Element-wise  $K \cdot u$ , то блок выполняет операцию умножения на заданный коэффициент скалярного сигнала или каждого элемента векторного сигнала. В противном случае блок выполняет операцию матричного умножения сигнала на коэффициент, заданный матрицей

**Math Function** — блок вычисления математических функций

Вид вычисляемой функции выбирается из списка.

**Trigonometric Function** — блок вычисления тригонометрических функций.

Вид вычисляемой функции выбирается из списка.

При векторном или матричном входном сигнале блок выполняет поэлементное вычисление заданной функции.

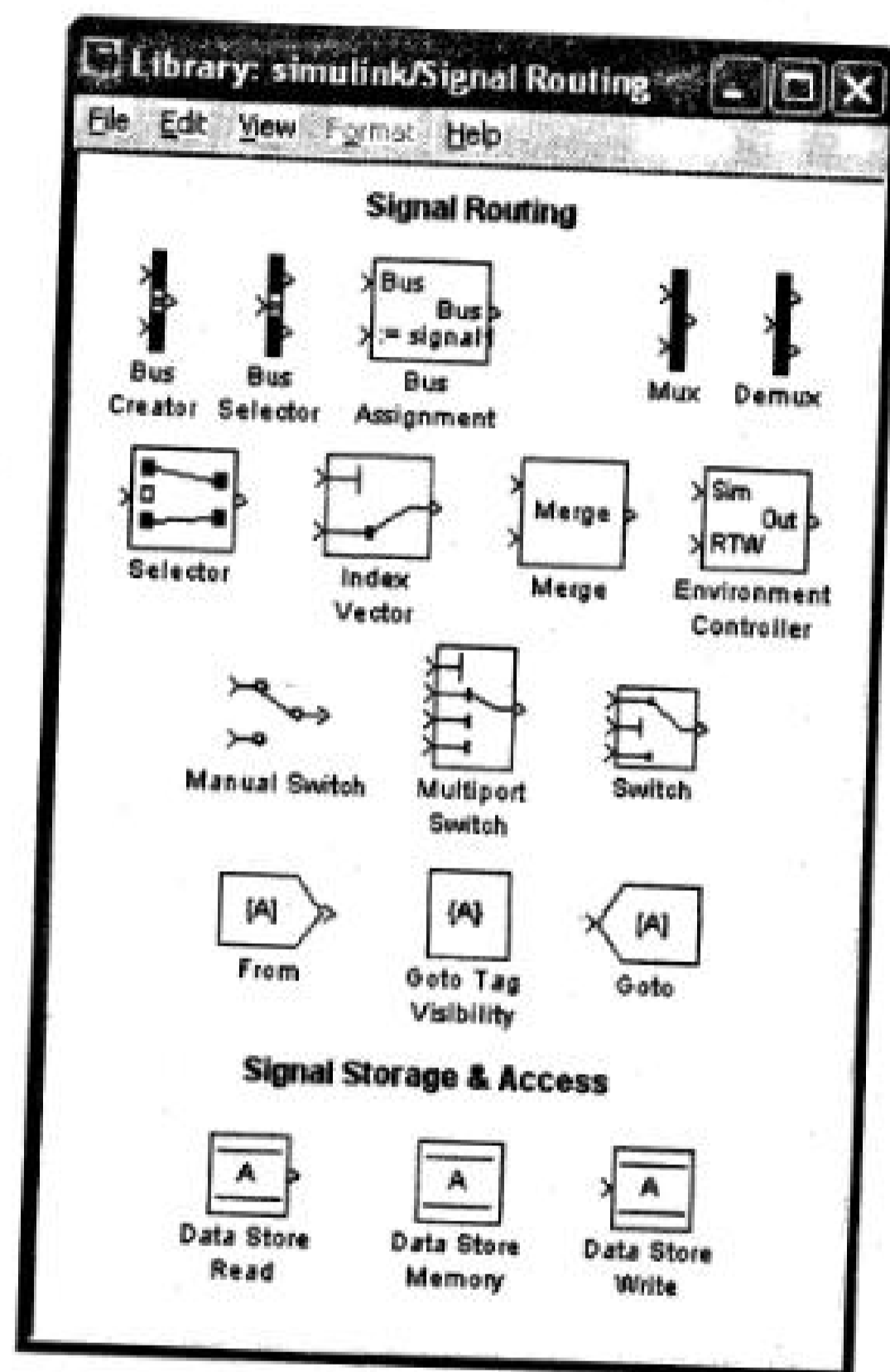


Рис.2.31. Библиотека блоков маршрутизации сигналов.

## 2.2.7. Signal Routing — библиотека маршрутизации сигналов

Библиотека маршрутизации сигналов показана на рис. 2.31.

**Bus Creator** — блок шинного формирователя. Формирует шину из сигналов различных типов. Блок позволяет объединять любые сигналы (векторные, матричные, комплексные, действительные и целые разных типов) в единую шину. Такая шина позволяет сократить количество соединительных линий в модели. Для разделения шины на отдельные составляющие необходимо использовать блок **Bus Selector**.

**Mux** — мультиплексор (смеситель). Объединяет входные сигналы в вектор. Входные сигналы блока могут быть скалярными и (или) векторными.

Если среди входных сигналов есть векторы, то количество входов можно задавать как вектор с указанием числа элементов каждого вектора. Размерность входного вектора можно задавать как -1 (минус один). В этом случае размерность входного вектора может быть любой.

**Demux** — демультиплексор (разделитель). Разделяет входной векторный сигнал на отдельные составляющие.

**Bus Selection Mode** (флажок) — режим разделения векторных сигналов.

Входными сигналами в обычном режиме является вектор, сформированный любым способом. Выходными сигналами являются скаляры или векторы, количество которых и размерность определяется параметром **Number of Outputs** и размерностью входного вектора.

Если количество выходов  $P$  (значение параметра **Number of Outputs**) равно размерности входного сигнала  $N$ , то блок выполняет разделение входного вектора на отдельные элементы.

Если количество выходов  $P$  меньше, чем размерность входного сигнала  $N$ , то размерность первых  $P-1$  выходных сигналов равна отношению  $N/P$ , округленному до ближайшего большего числа, а размерность последнего выходного сигнала равна разности между размерностью входного сигнала и суммой размерностей первых  $P-1$  выходов.

В режиме **Bus Selection Mode** блок **Demux** работает не с отдельными элементами векторов, а с векторными сигналами в целом. Входной сигнал в этом режиме должен быть сформирован блоком **Mux** или другим блоком **Demux**. Параметр **Number of Outputs** в этом случае задается в виде скаляра, определяющего количество выходных сигналов, либо в виде вектора, каждый элемент которого определяет количество векторных сигналов в данном выходном сигнале.

**Selector** — блок селектора. Блок выбирает во входном векторе или матрице и передает на выход только те сигналы, которые определены в параметрах блока или заданы внешним входным сигналом.

Внешний вид блока изменяется в зависимости от установленных параметров блока.

**Goto** — блок передачи сигнала. Блок выполняет передачу сигнала к блоку **From**. В окне параметров блока задаются:

**Tag** — идентификатор сигнала.

**Tag visibility** — признак видимости; выбирается из списка:

**local** — сигнал передается в пределах локальной подсистемы.

**scoped** — сигнал передается в пределах локальной подсистемы и подсистемах нижнего уровня иерархии.

**global** — сигнал передается в пределах всей модели.

Использование блока **Goto** совместно с блоком **From** обеспечивает передачу сигнала без линии связи.

**Data Store Memory** — блок создания общей области памяти. Блок создает поименованную область памяти для хранения данных.

Блок используется совместно с блоками **Data Store Write** (запись данных) и **Data Store Read** (считывание данных).

Переключатели сигналов — **switch**, **manual switch**, **multiport switch**.

## Глава 3. Динамика объектов управления мехатронных систем

[2, 3, 11, 12, 14, 17, 21, 24, 27]

### 3.1. Математическое описание непрерывных объектов управления в мехатронных системах

Для того чтобы исследовать динамику объекта управления, необходимо располагать его математическим описанием, т. е. системой дифференциальных уравнений, характеризующих зависимости координат и внешних воздействий друг от друга. Наиболее распространенными способами математического описания мехатронных систем являются:

- дифференциальные уравнения, записываемые в той или иной форме;
- уравнения состояний — система дифференциальных уравнений, записанных в нормальной форме Коши;
- передаточные функции;
- системные функции (амплитудно-частотные, фазо-частотные, амплитудно-фазовые характеристики);
- нули и полюсы передаточной функции.

Дифференциальное уравнение, описывающее линейную динамическую систему (или ее часть), в общем случае имеет вид:

$$a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dx}{dt} + a_0 x = b_m \frac{d^m u}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u \quad (3.1)$$

где  $u$  — входной сигнал,  $x$  — переменная состояния.

Это же уравнение в операторной форме можно записать в виде:

$$a_n s^n x + a_{n-1} s^{n-1} x + \dots + a_1 s x + a_0 x = b_m s^m u + b_{m-1} s^{m-1} u + \dots + b_1 s u + b_0 u \quad (3.2)$$

где  $s^k = \frac{d^k}{dt^k}$  — оператор дифференцирования. Из последнего уравнения находится отношение выходного сигнала к входному

$$w(s) = \frac{x}{u} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (3.3)$$

Выражение 3.3, совпадающее по форме с передаточной функцией, назовем операторной передаточной функцией. Заметим, что модели пакетов MATLAB-Simulink оперируют именно с операторным представлением дифференциальных уравнений.

(Пример: гл. 2. Рис. 2.21)

Уравнения состояний (система дифференциальных уравнений, записанных в нормальной форме Коши) имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX + BU, \\ Y &= CX + DU, \end{aligned} \quad (3.4)$$

где  $X$  — вектор состояния;  $U, Y$  — векторы входа и выхода системы;  $A$  — матрица коэффициентов,  $B$  — матрица управления,  $C$  — матрица выхода,  $D$  — матрица, характеризующая связь входного сигнала с выходным.

В частном случае, в простых системах, выход является скалярной величиной. В этом случае матрица  $C$  — это вектор-строка, а матрица  $X$  — вектор-столбец и их произведение дает скалярную величину.

(Пример: гл. 2 Рис. 2.20)

Передаточная функция (отношение преобразованного по Лапласу выходного сигнала к преобразованному по Лапласу входному сигналу), составленная по уравнению 3.1 записывается в виде:

$$W(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (3.5)$$

где  $s = a + j\omega$  — комплексная величина. Если принять  $s = j\omega$ , то получим системную функцию (амплитудно-фазовую характеристику).

$$H(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{U(j\omega)} = \frac{b_n (j\omega)^n + b_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0} \quad (3.6)$$

Системная функция может быть записана в алгебраической или показательной форме как:

$$H(j\omega) = \text{Re}[H(j\omega)] + j \text{Im}[H(j\omega)] = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (3.7)$$

$$\text{где } A(\omega) = \sqrt{\text{Re}[H(j\omega)]^2 + \text{Im}[H(j\omega)]^2} \quad (3.8)$$

амплитудно-частотная характеристика,

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im}[H(j\omega)]}{\text{Re}[H(j\omega)]} \quad (3.9)$$

фазо-частотная характеристика.

Числитель и знаменатель передаточной функции (3.5) представляют собой полиномы переменной  $s$ . Корни полинома числителя обращают выражение в нуль и потому называются нулями (Zero), а корни полинома знаменателя обра-

нают выражение в бесконечность и называются полюсами (Pole) передаточной функции. Передаточная функция, записанная при использовании нулей ( $z$ ) и полюсов ( $p$ ), представляется в виде:

$$W(s) = K \frac{(s - z_m)(s - z_{m-1}) \cdots (s - z_1)}{(s - p_n)(s - p_{n-1}) \cdots (s - p_1)}, \quad (3.10)$$

где  $K$  — коэффициент усиления.

(Пример: гл. 2, Рис. 2.22)

### 3.2. Математическое описание дискретных объектов управления в мехатронных системах

В современных системах мехатроники для придания им заданных динамических свойств широко используются цифровые регуляторы, выполненные на микропроцессорах. При описании цифровых систем используются разностные уравнения.

Разность первого порядка определяется по выражению

$$\Delta x[nT] = \frac{x[nT] - x[(n-1)T]}{T}$$

и переходит в производную при  $T \rightarrow 0$ ,  $(\Delta x[nT])_{T \rightarrow 0} = \frac{dx}{dt}$

Значение  $x[(n-1)T]$  является значением, которое вычислено микропроцессором на предшествующем дискретном шаге и сохранено (задержано) в памяти.

Разность второго порядка определяется по выражению

$$\begin{aligned} \Delta^2 x(nT) &= \frac{\Delta x[nT] - \Delta x[(n-1)T]}{T} = \\ &= \frac{x[nT] - x[(n-1)T] - x[(n-1)T] + x[(n-2)T]}{T^2} = \\ &= \frac{1}{T^2} (x[nT] - 2x[(n-1)T] + x[(n-2)T]) \end{aligned}$$

и переходит во вторую производную при  $T \rightarrow 0$ ,  $(\Delta^2 x[nT])_{T \rightarrow 0} = \frac{d^2 x}{dt^2}$

Разность третьего порядка

$$\Delta^3 x(nT) = \frac{1}{T^3} (x[nT] - 3x[(n-1)T] + 3x[(n-2)T] - x[(n-3)T]).$$

При этом дифференциальное уравнение (3.1)  $n$ -ого порядка преобразуется в разностное уравнение  $k$ -ого порядка.

$$\begin{aligned} A_0 x[nT] + A_1 x[(n-1)T] + A_2 x[(n-2)T] + \cdots + A_k x[(n-k)T] &= \quad (3.11) \\ &= B_0 u[nT] + B_1 u[(n-1)T] + \cdots + B_l u[(n-l)T]. \end{aligned}$$

Значение аппроксимирующей функции  $x[(n-1)T]$  задержано во времени относительно значения  $x[nT]$  на период дискретизации  $T$ . Аналогично значение  $x[(n-k)T]$  задержано относительно  $x[nT]$  на  $k$  периодов дискретизации.

Обозначив оператор задержки на периоде дискретизации через  $z^{-1}$ , а на  $k$  периодах — через  $z^{-k}$ , выразим через оператор  $z$  разности из уравнения (3.11)

$$\begin{aligned} A_0 x[nT] + A_1 x[nT] \cdot z^{-1} + A_2 x[nT] \cdot z^{-2} + \cdots + A_k x[nT] \cdot z^{-k} &= \\ &= B_0 u[nT] + B_1 u[nT] \cdot z^{-1} + B_2 u[nT] \cdot z^{-2} + \cdots + B_l u[nT] \cdot z^{-l} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Из уравнения (3.12), аналогично тому, как это делалось для непрерывных систем, найдем операторную передаточную функцию дискретной системы.

$$D(z) = \frac{x[nT]}{u[nT]} = \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2} + \cdots + A_k z^{-k}}{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + \cdots + B_l z^{-l}}. \quad (3.13)$$

### 3.3. Представление математического описания объектов управления мехатронных систем в пакете Control System Toolbox [14]

Пакет Control System Toolbox предназначен для моделирования, анализа и проектирования непрерывных и дискретных систем автоматического управления. Функции пакета реализуют методы исследования динамических систем, основанные на использовании передаточных функций и моделей для переменных состояния. Частотные и временные характеристики, нули и полюсы системы легко вычисляются и отображаются в виде графиков и диаграмм.

Рассмотрим способы математического описания линейных систем, которые предоставляются пакетом расширения Control System Toolbox (CST).

Исследование систем автоматического управления начинается с создания математической модели. В пакете CST линейные модели могут быть представлены в четырех формах:

- передаточная функция (tf);
- нули, полюса и коэффициент усиления (zpk);
- пространство состояния (ss);
- системная функция (frd).

Задать модель системы в форме tf — это задать вектор коэффициентов числителя и знаменателя.

Например, если в форме tf требуется представить модель системы, передаточная функция которой равна

$$W(s) = \frac{s}{s^2 + 2s + 10},$$

то в m-файле требуется записать следующую команду  $W=tf([1,0], [1,2,10])$ , после выполнения которой, в рабочем окне MATLAB появится выражение передаточной функции

Transfer function:  
 $\frac{s}{s^2 + 2s + 10}$

Для создания модели системы в форме zpk, требуется знание нулей (корней числителя), полюсов (корней знаменателя) и коэффициента усиления. Например, если модель задана в форме zpk

$$W(s) = \frac{2s}{(s+2)(s+1-j)(s+1+j)},$$

то в m-файле ей будут соответствовать команды, представленные листингом 3.1.

#### Листинг 3.1

```
z=0;
p=[-2,-1+j,-1-j];
k=2;
W=zpk(z,p,k)
```

Модель системы в пространстве состояний задается системой матричных уравнений. Предположим, что имеется дифференциальное уравнение двигателя постоянного тока независимого возбуждения, у которого за входную величину принят ток  $I$ , а за выходную — угол поворота

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = 2\frac{d\theta}{dt} + 5\theta = 3I. \quad (3.14)$$

Введем обозначения:

$$x_1 = \theta;$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \frac{d\theta}{dt}.$$

Тогда имеем:

$$\dot{x}_1 = x_2;$$

$$\dot{x}_2 = -5x_1 - 2x_2;$$

$$y = x_1.$$

С учетом принятых обозначений, уравнение (3.14) в матричной форме примет вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -5 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 3 \end{bmatrix} I$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, D = 0 \quad (3.16)$$

Имея матрицы, характеризующие систему, в пакете CST имеется команда, позволяющая создать модель системы в пространстве состояний (листинг 3.2).

#### Листинг 3.2

```
A = [0, 1; -5, -2];
B = [0; 3];
C = [1, 0];
D=0;
H=ss(A,B,C,D)
```

Модель в форме frd характеризует систему в частотной области. Исходными данными для создания формы frd являются модели, представленные формами: tf, zpk или ss. Для получения частотных характеристик на вход системы подается ряд частот и команда frd определяет стационарную реакцию на эти возмущения. Для работы с моделью в форме frd в m-файле следует записать программу (листинг 3.3), из которой следует, что исходная модель задана в форме tf, а тестовые сигналы задаются вектором Freq

#### Листинг 3.3

```
h1=tf([1,0], [1,2,10]); % Модель системы в форме передаточной функции
Freq=[1:10:1000]; % Диапазон частот входных воздействий
H=frd(h1,Freq) % Значения системной функции в заданном диапазоне входных воздействий
```

Рассмотренные формы математического представления объектов управления в Control System Toolbox образуют класс линейных систем с постоянными параметрами (LTI-объекты).

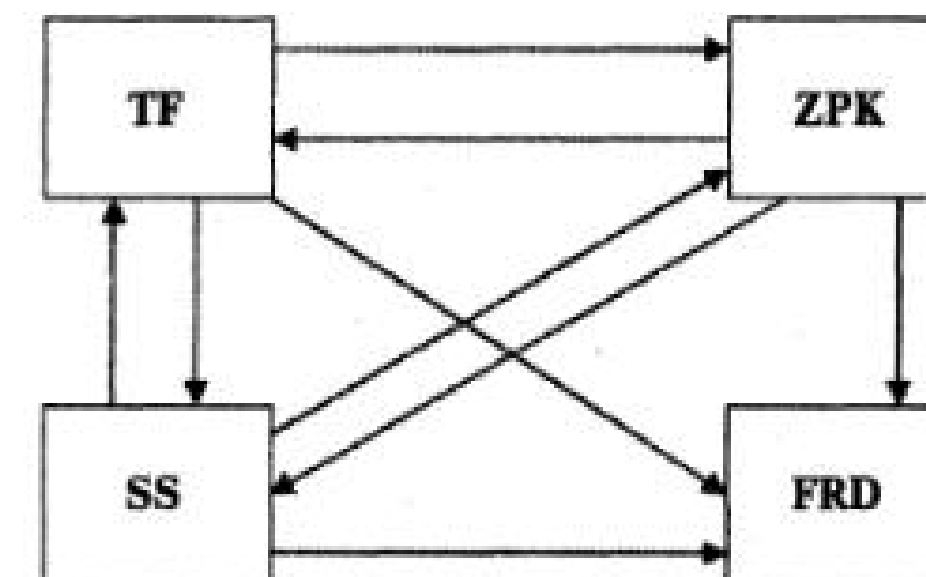


Рис. 3.1. Связь между формами представления систем

Все перечисленные формы представления связаны между собой. Эта связь показана на рис. 3.1

В пакете CST имеются команды, позволяющие получать математическое описание сложных систем по их структурным схемам.

Структурная схема последовательного соединения представлена на рис. 3.2. Передаточная функция этого соединения  $W$  определяется следующими командами:  $W=series(W1,W2)$  или  $W=W2*W1$ .

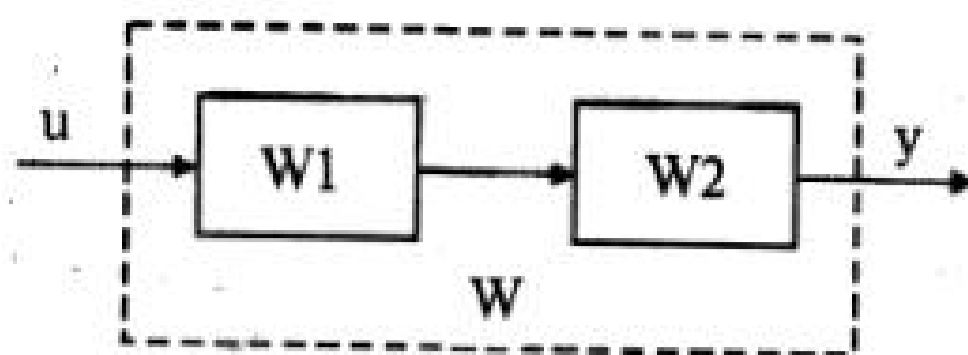


Рис. 3.2. Структурная схема последовательного соединения

При определении передаточных функций последовательно соединенных звеньев следует учитывать обратный порядок сомножителей в операции умножения и на структурной схеме.

Параллельное соединение звеньев показано на рис. 3.3.

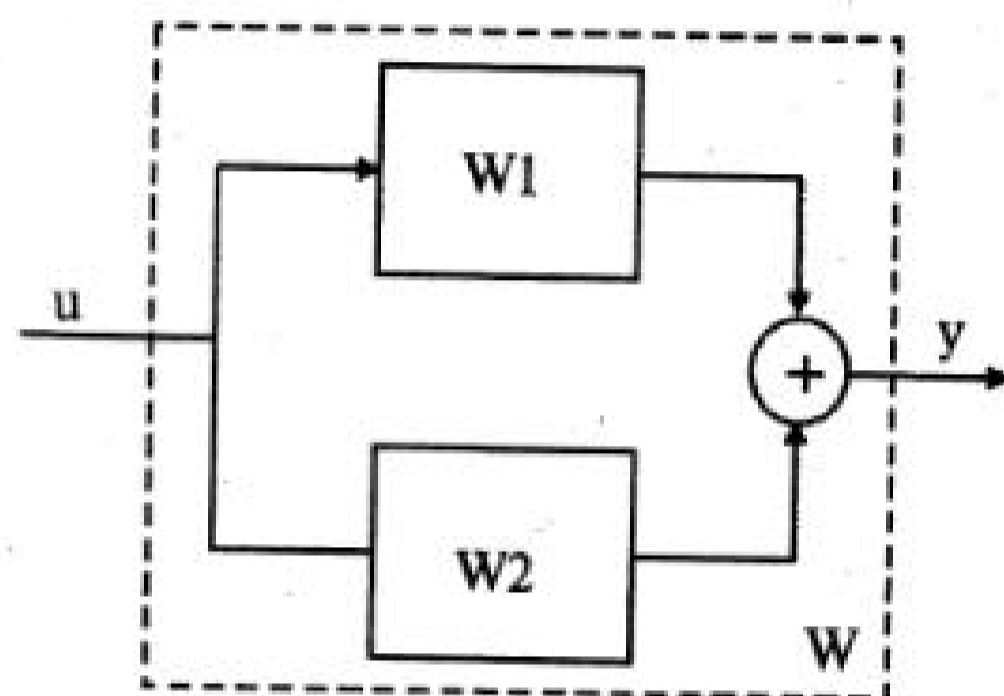


Рис. 3.3. Структурная схема параллельного соединения

Передаточная функция  $W$  этой структуры включает следующие команды:

$W = \text{parallel}(W1, W2),$

или

$W = W2 + W1.$

При охвате звена  $W1$  обратной связью структура системы принимает вид (рис. 3.4).

Передаточная функция замкнутой системы определяется выражением:

$W = \text{feedback}(W1, W2).$

При положительной обратной связи команда определения  $W$  изменяется:

$W = \text{feedback}(W1, W2, +1).$

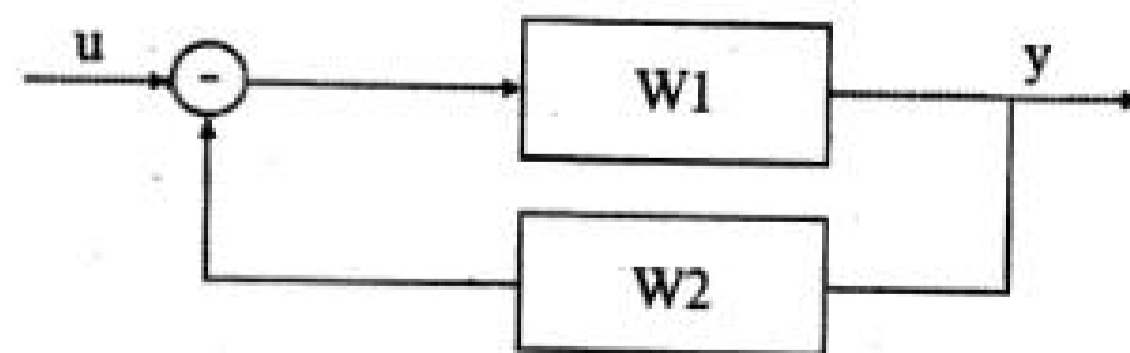


Рис. 3.4. Структура с обратной связью

### 3.4. Представление математического описания объектов управления мехатронных систем в пакете Simulink

Создание моделей LTI – объектов возможно непосредственно в среде Simulink. Для этого в библиотеке Control System Toolbox имеется блок LTI System, который необходимо поместить в Simulink-модель (рис. 3.5), а в окне параметров блока записать нужную форму динамической модели. В дальнейшем этот блок может быть использован как часть более сложной Simulink-модели.

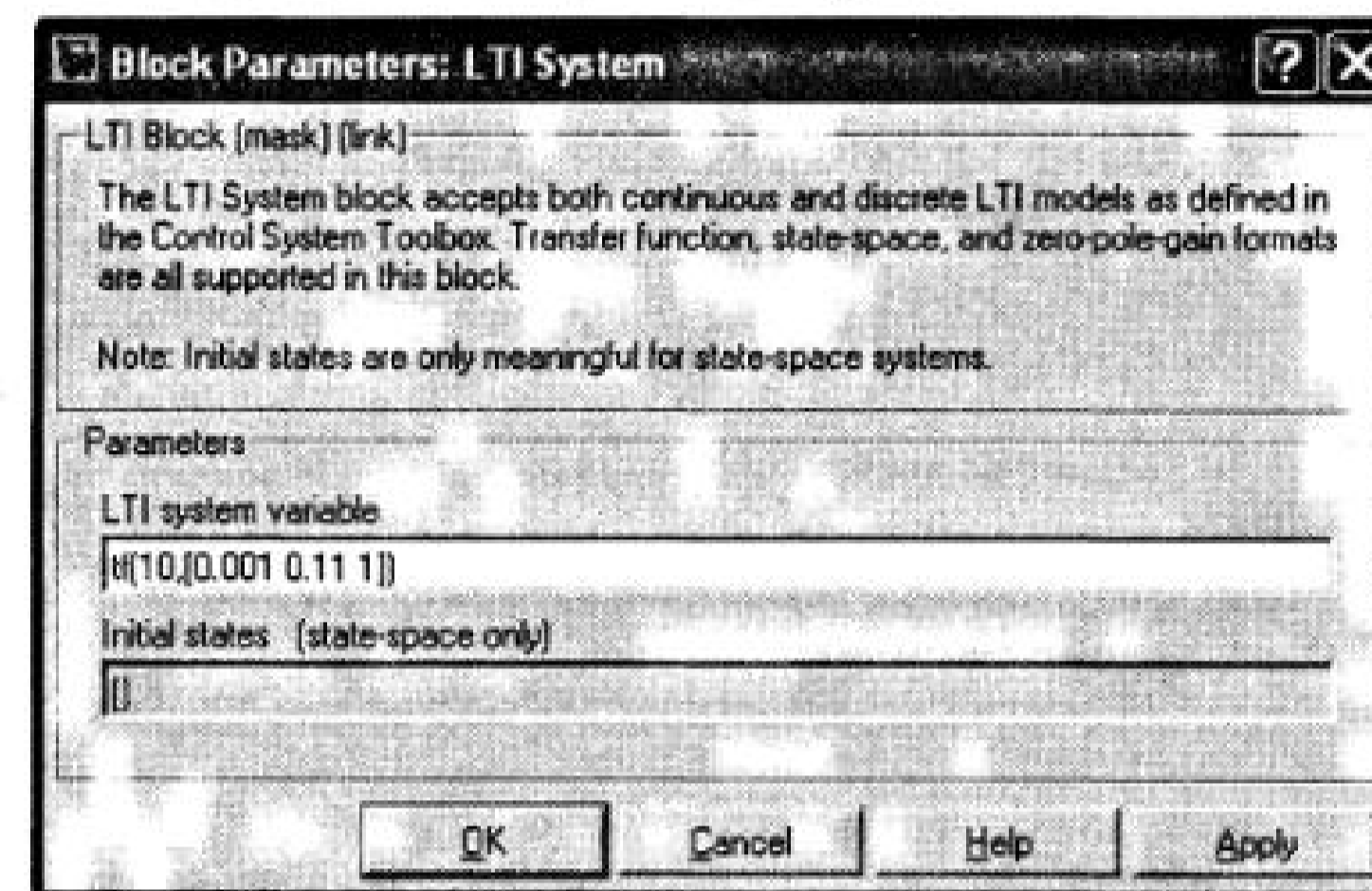
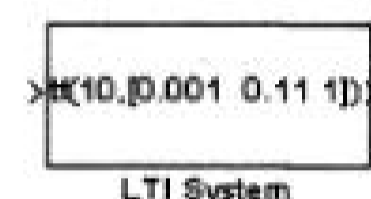


Рис. 3.5. Блок LTI System и окно настройки его параметров

В библиотеке Continuous пакета имеются блоки (см. гл. 2), позволяющие представить объект управления мехатронной системы в виде передаточной функции, уравнений состояния, а также нулями и полюсами передаточной функции. Все эти представления показаны на рис. 3.6.

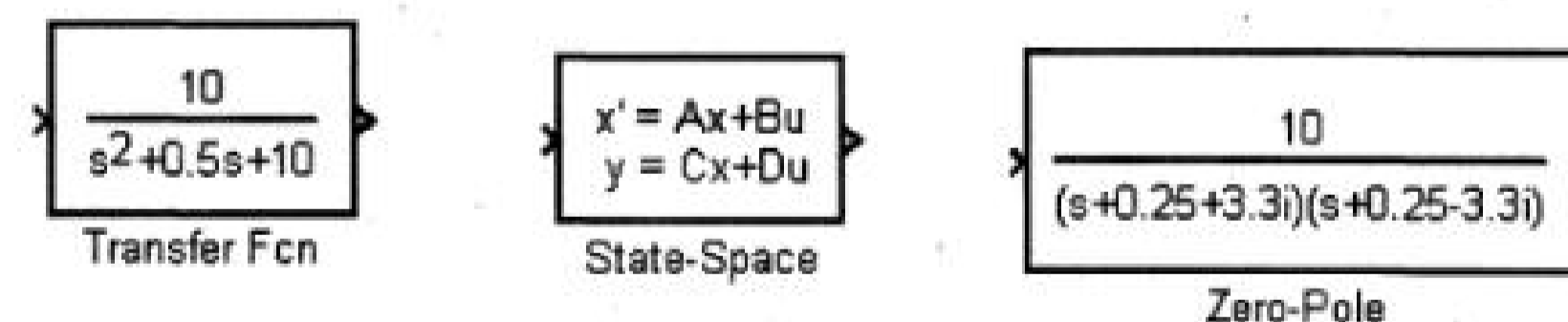


Рис. 3.6. Simulink-модели блоков

### 3.5. Динамические характеристики объектов управления в Control System Toolbox

Динамические характеристики линейных систем оцениваются различными способами. Наиболее распространенными способами оценки динамических свойств системы являются временные, частотные и пространственные.

Временные способы включают в себя:

- оценку динамических свойств по переходному процессу на ступенчатый входной сигнал;
- оценку динамических свойств по переходному процессу на импульсный входной сигнал.

Частотные способы включают в себя:

- оценку динамических свойств по амлитудно-частотной характеристике;
- оценку динамических свойств по фазо-частотной характеристике;
- оценку динамических свойств по амлитудно-фазовой характеристике.

Пространственные способы включают в себя:

- оценку коэффициентов дифференциального уравнения, описывающего систему;
- оценку распределения нулей и полюсов полиномов числителя и знаменателя передаточной функции.

Для временных способов оценки математическое описание системы удобней представлять передаточной функцией.

Для частотных способов оценки математическое описание системы должно быть представлено системной функцией.

Для пространственных способов оценки динамических свойств удобно использовать математическое представление системы в пространстве состояний или в форме полиномов, записанных виде сомножителей (ур-е 3.10 ).

Поскольку в пакете расширения Control System Toolbox все перечисленные математические описания связаны между собой (рис. 3.1) и представляют так называемые LTI-объекты, то получение любой характеристики может быть реализовано при любом математическом описании. В таблице 3.1 приведены команды для получения перечисленных характеристик, а в листинге 3.4 представлена программа их построения для случая описания системы передаточной функцией.

Синтаксис	Описание
Step (<LTI-объект>)	Построение графика переходного процесса
Impulse (<LTI-объект>)	Построение графика импульсной переходной функции
Bode (<LTI-объект>)	Построение амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик (диаграммы Боде)
Nyquist (<LTI-объект>)	Построение амплитудно-фазовой характеристики (Годограф Найквиста)
Pole (<LTI-объект>)	Вычисление полюсов передаточной функции
Zero (<LTI-объект>)	Вычисление нулей передаточной функции

Таблица 3.1

В результате выполнения программы MATLAB строит соответствующие характеристики.

#### Листинг 3.4.

```
h1=tf([1,10],[1,0.5 10]); %Передаточная функция объекта.

figure(1) %Построение переходной
step(h1),grid on %характеристики объекта.

figure(2) %Построение импульсной
impulse(h1),grid on %характеристики объекта.

figure(3) %Построение амплитудно-частотной и
bode(h1),grid on %фазо-частотной характеристик объекта.

figure(4) %Построение амплитудно-фазовой
nyquist(h1),grid on %характеристики объекта.
```

На рис. 3.7, в качестве примера, показаны логарифмические частотные характеристики системы.

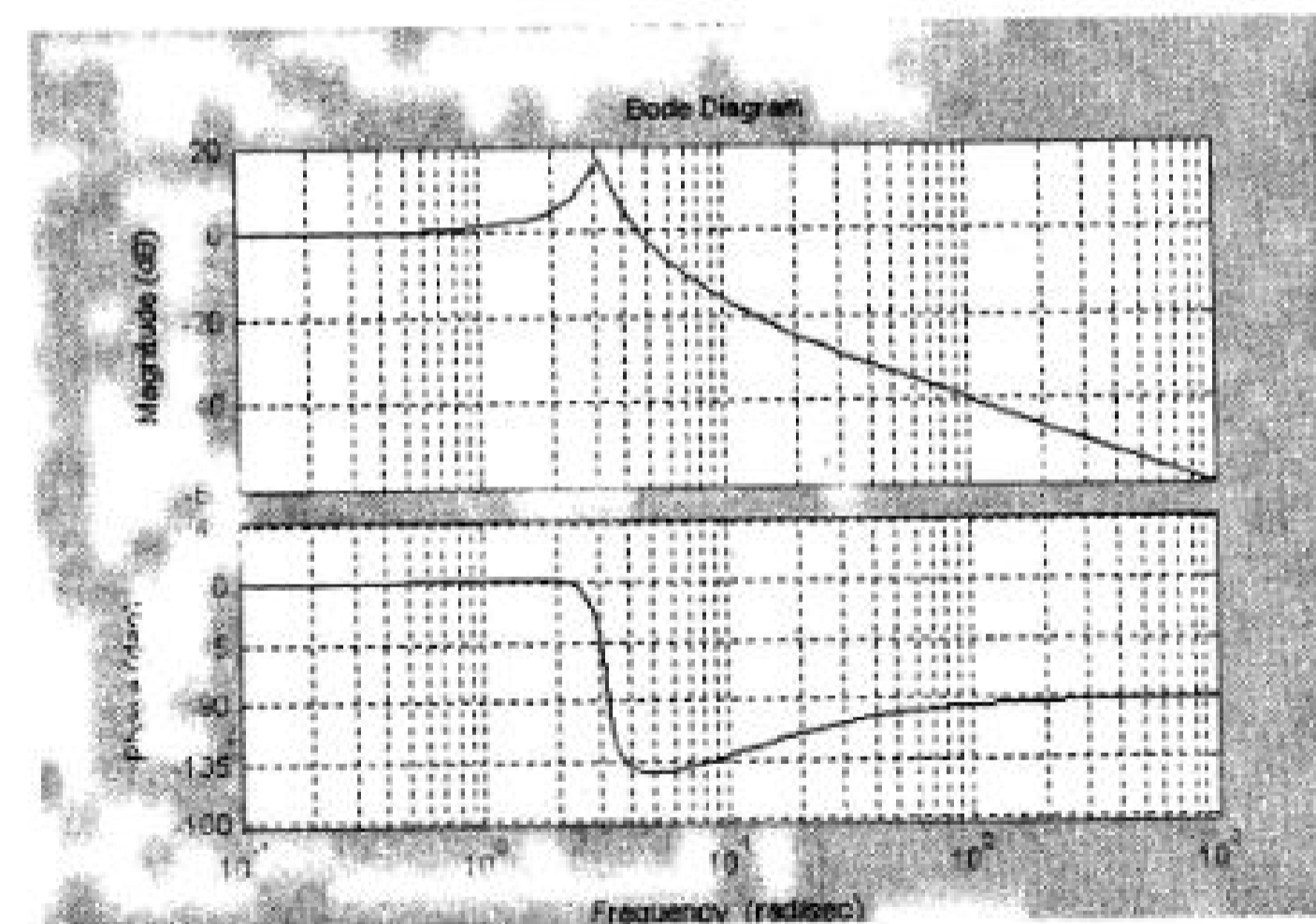


Рис. 3.7. Логарифмические частотные характеристики

### 3.6. Динамические характеристики объектов управления мехатронных систем в пакете Simulink

Ранее было показано, что система может быть представлена либо передаточной функцией, либо тройкой {нули, полюсы, обобщенный коэффициент передачи}, либо четверкой {A, B, C, D} для моделей в пространстве состояний. Все эти объекты пакета расширения Control System Toolbox образуют класс линейных систем с постоянными параметрами (LTI-объекты).

Для анализа динамических характеристик в состав Control System Toolbox включено специальное средство просмотра — обозреватель для линейных систем с постоянными параметрами (LTI-Viewer), реализованное на основе графического интерфейса GUI.

Вызов обозревателя осуществляется из Simulink-модели при выполнении команды Linear Analysis в меню Tools/Control Design. Для осуществления анализа на вход и выход системы должны быть подсоединены входной (In) и выходной (Out) порты.

Рассмотрим анализ некоторых объектов управления в мехатронных системах при использовании обозревателя LTI-Viewer.

**Пример 3.1.** Система управления устройством чтения-записи жесткого диска компьютера.

Схема, поясняющая работу устройства, приведена на рис. 3.8.

Дифференциальное уравнение, описывающее динамику движения магнитной головки записи-считывания жесткого диска, записывается в следующем виде [14]:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + C \frac{d\theta}{dt} + K\theta = K_m i, \quad (3.17)$$

где  $J$  — момент инерции магнитной головки,  $C$  — коэффициент вязкого трения в подшипниках,  $K$  — коэффициент жесткости пружины,  $K_m$  — моментный коэффициент двигателя,  $\theta$  — угловое положение головки,  $i$  — ток двигателя. Если двигатель управляется от источника регулируемого тока, то передаточная функция системы будет иметь вид:

$$W(s) = \frac{K_m}{Js^2 + Cs + K}, \quad (3.18)$$

Simulink-модель, составленная по уравнению (3.18), показана на рис. 3.9 (файл Disk). Параметры, принятые при анализе следующие:

$$J = 1 \cdot 10^{-2} (\text{кгм}^2), C = 4 \cdot 10^{-3} (\text{Нмс}), K = 10 (\text{Нм}), K_m = 5 \cdot 10^{-2} (\text{Нм/А})$$

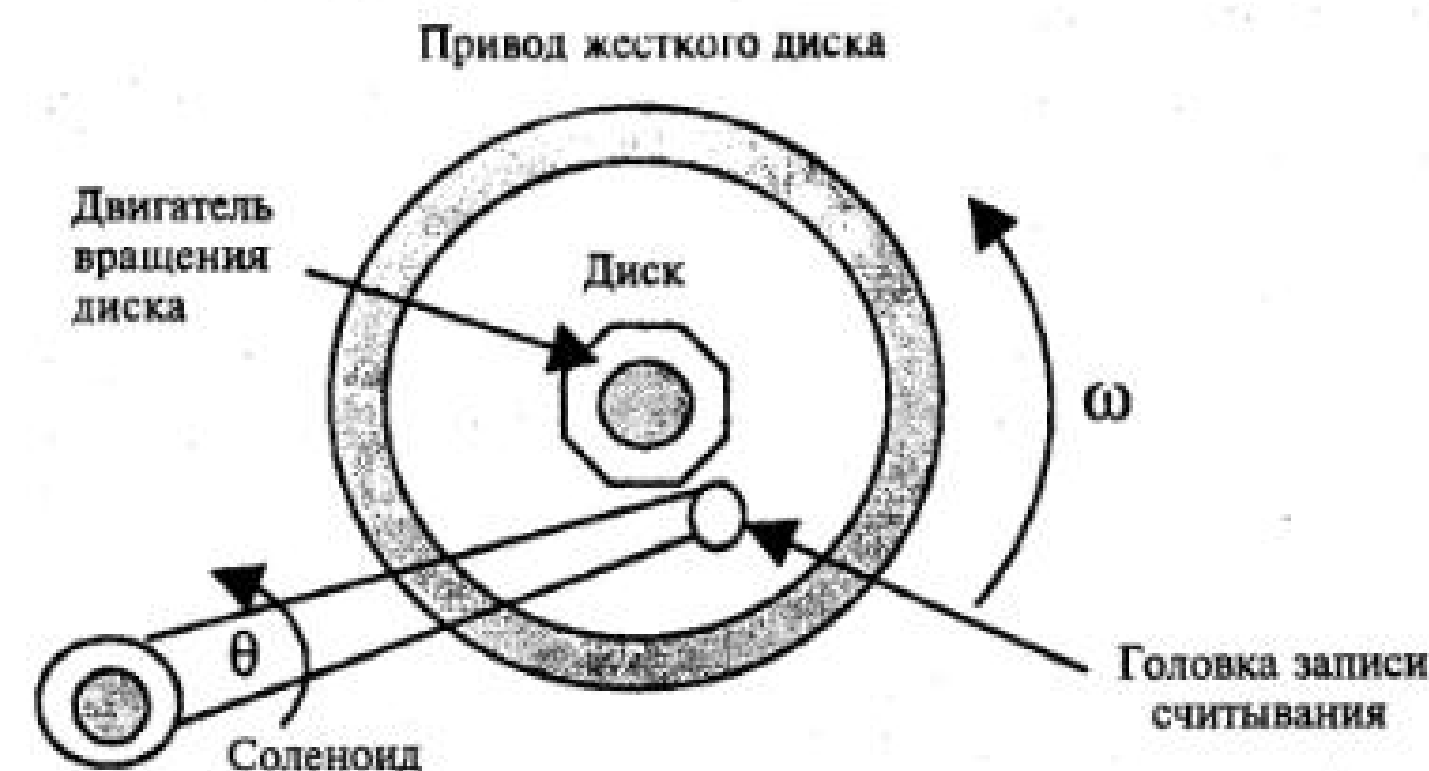


Рис. 3.8. Схема устройства чтения-записи жесткого диска

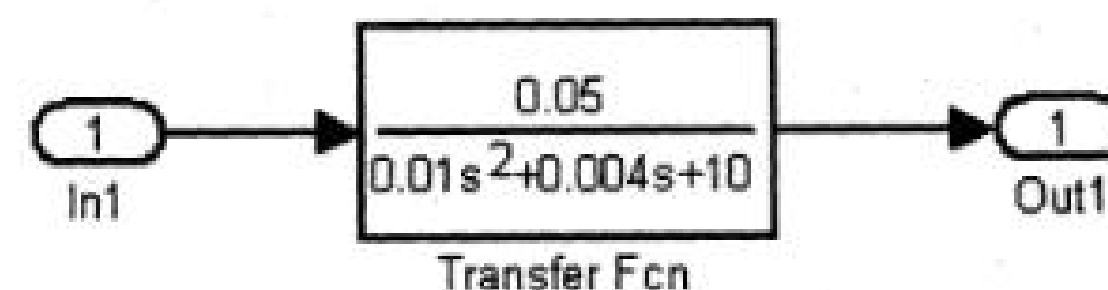


Рис. 3.9. Структурная схема устройства

После выполнения команды Linear Analysis в меню Tools/Control Design открывается окно Control and Estimation Tools Manager (рис. 3.10).

В выпадающем списке можно выбрать одну из динамических характеристик и нажать кнопку (Linearize Model).

Для получения нескольких характеристик в окне LTI-Viewer следует инициировать опцию Get Linearized Model меню Simulink после чего откроется окно Plot Configuration (рис. 3.11). В этом окне можно выбрать тип отображаемых характеристик в области Response type.

При анализе системы доступны следующие виды динамических характеристик:

- Step — реакция на единичное ступенчатое воздействие.
- Impulse — реакция на единичное импульсное воздействие.
- Bode — логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики.
- Bode Magnitude — логарифмическая амплитудная частотная характеристика.
- Nyquist — диаграмма Найквиста.
- Nicholse — годограф Николса.
- Sigma — сингулярные числа.
- Pole/Zero — нули и полюса системы.

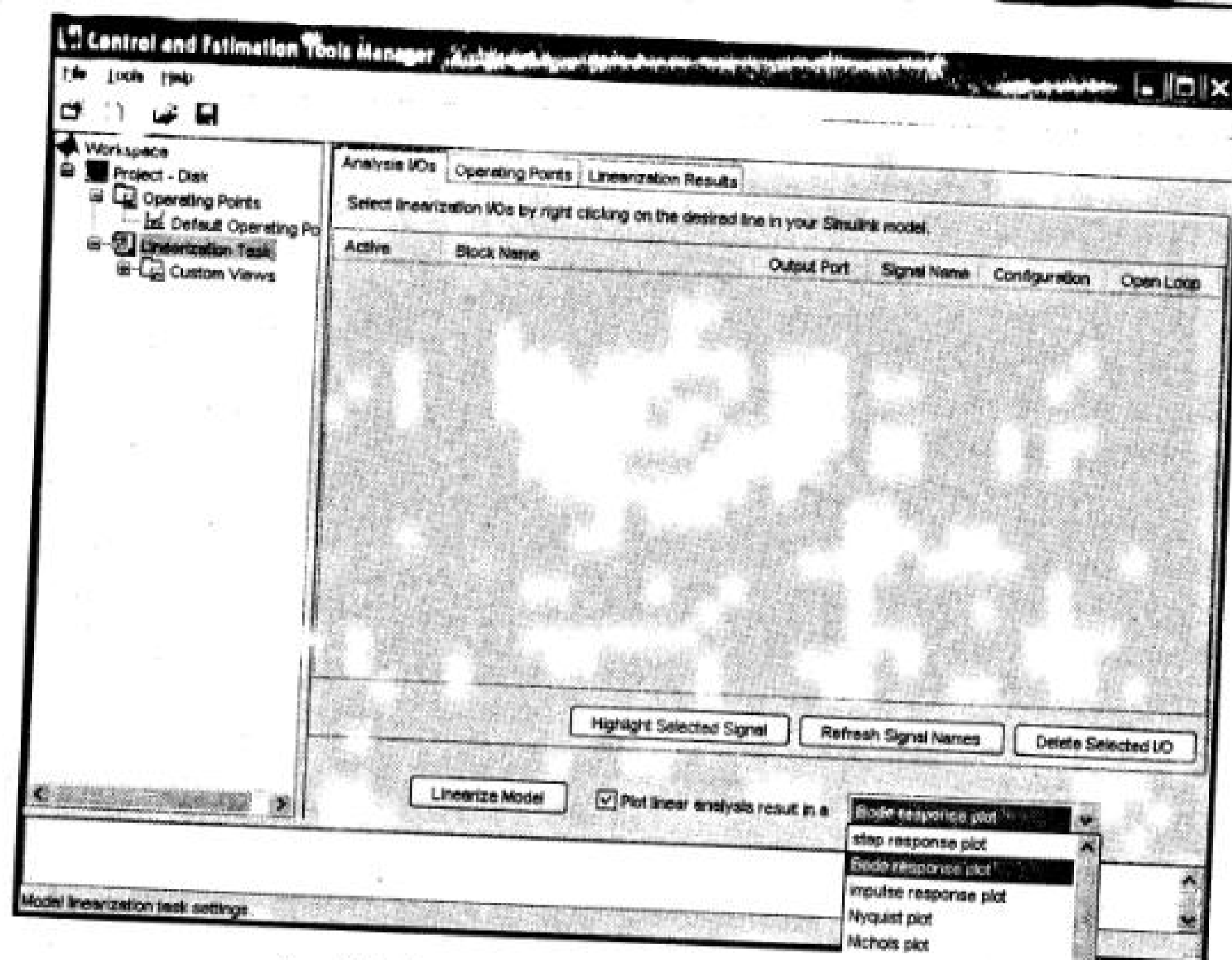


Рис. 3.10. Окно Control and Estimation Tools Manager

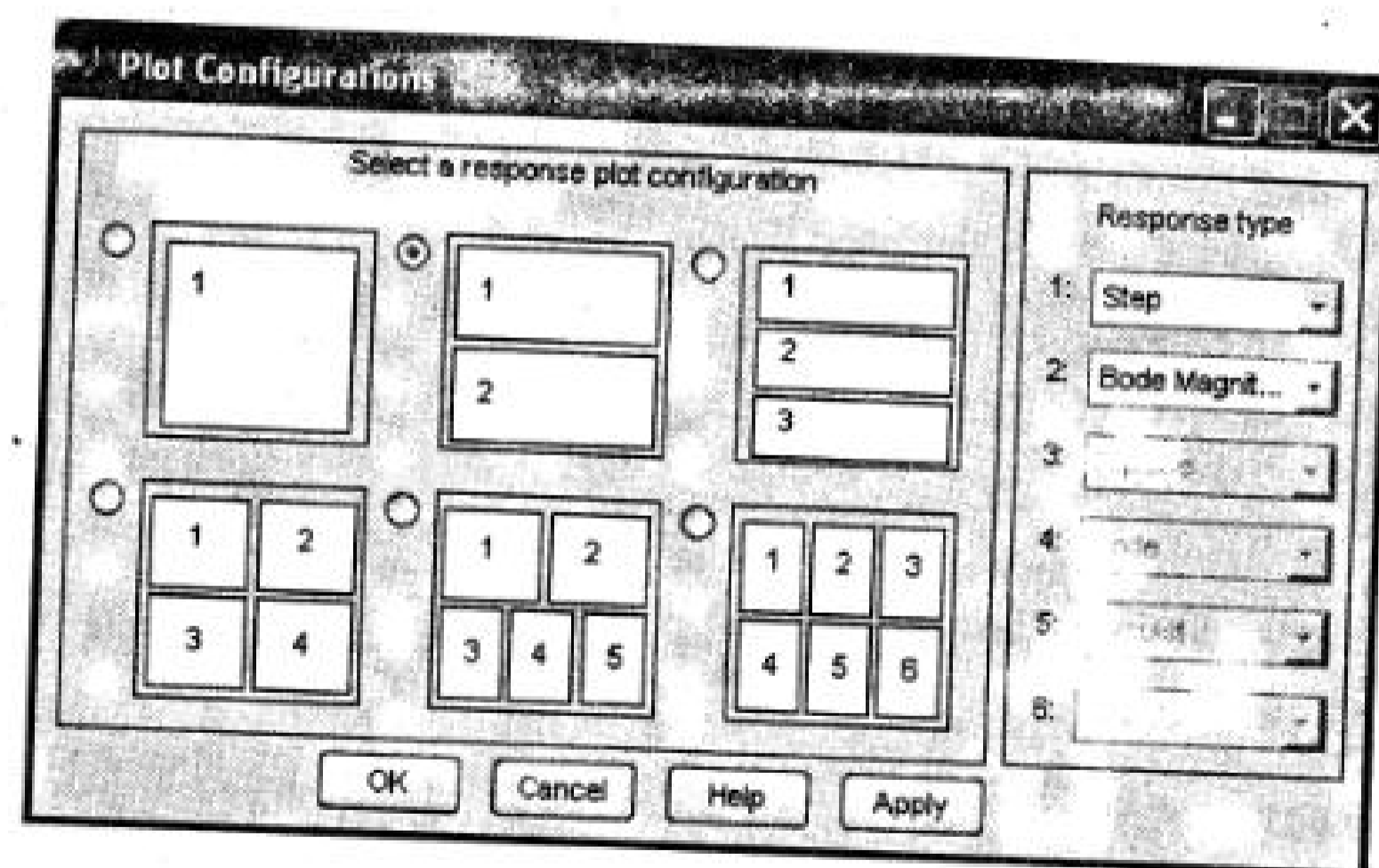


Рис. 3.11. Окно Plot Configuration

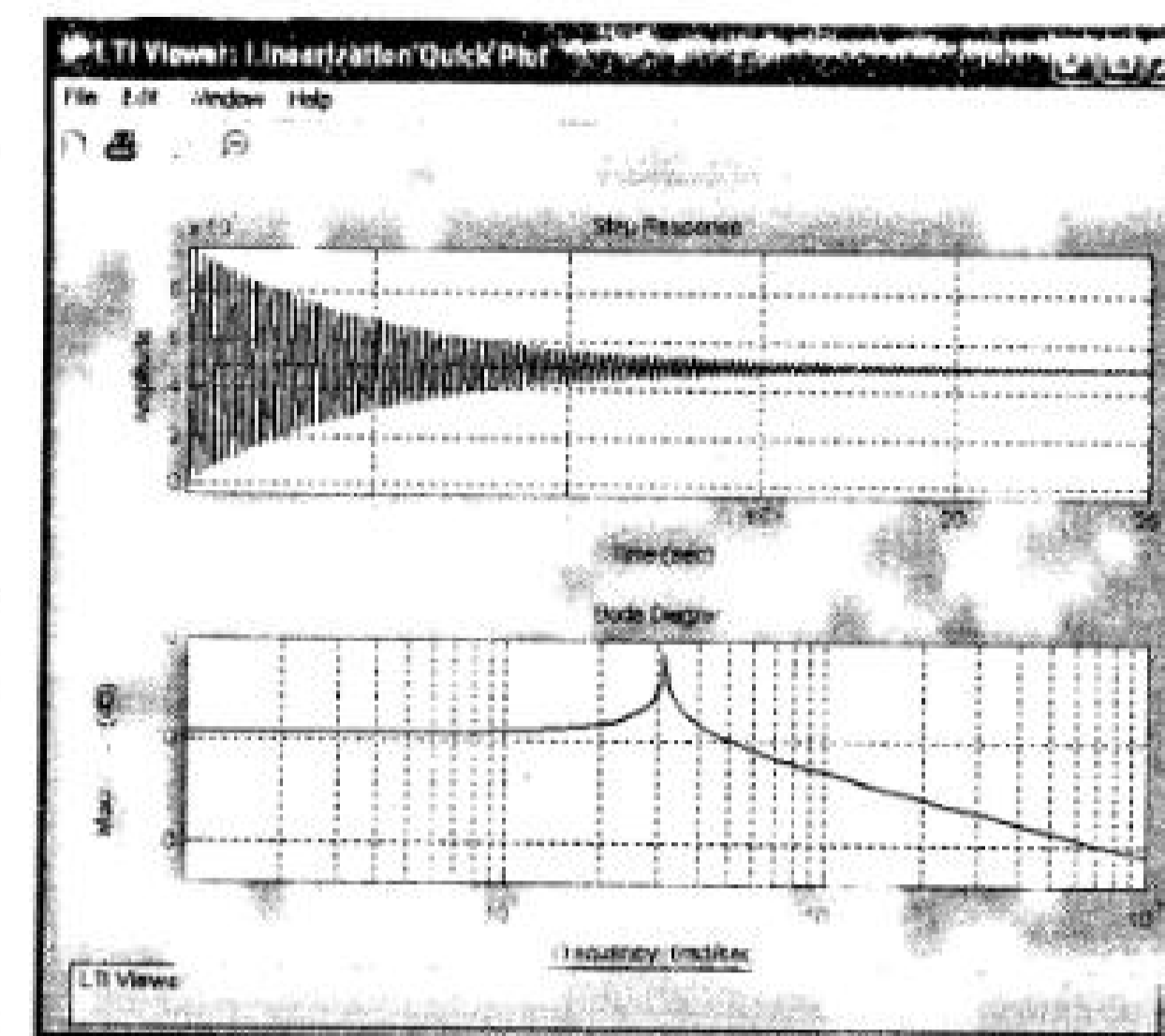


Рис. 3.12. Динамические характеристики устройства чтения-записи жесткого диска

На рис. 3.12 показано окно LTI-Viewer с переходной и амплитудно-частотной характеристиками исследуемой системы.

Обозреватель LTI-Viewer позволяет сохранить в рабочем пространстве или в MAT-файле Simulink-модель для последующего синтеза системы управления. Для этого выполняется команда File\Export (рис.3.13)

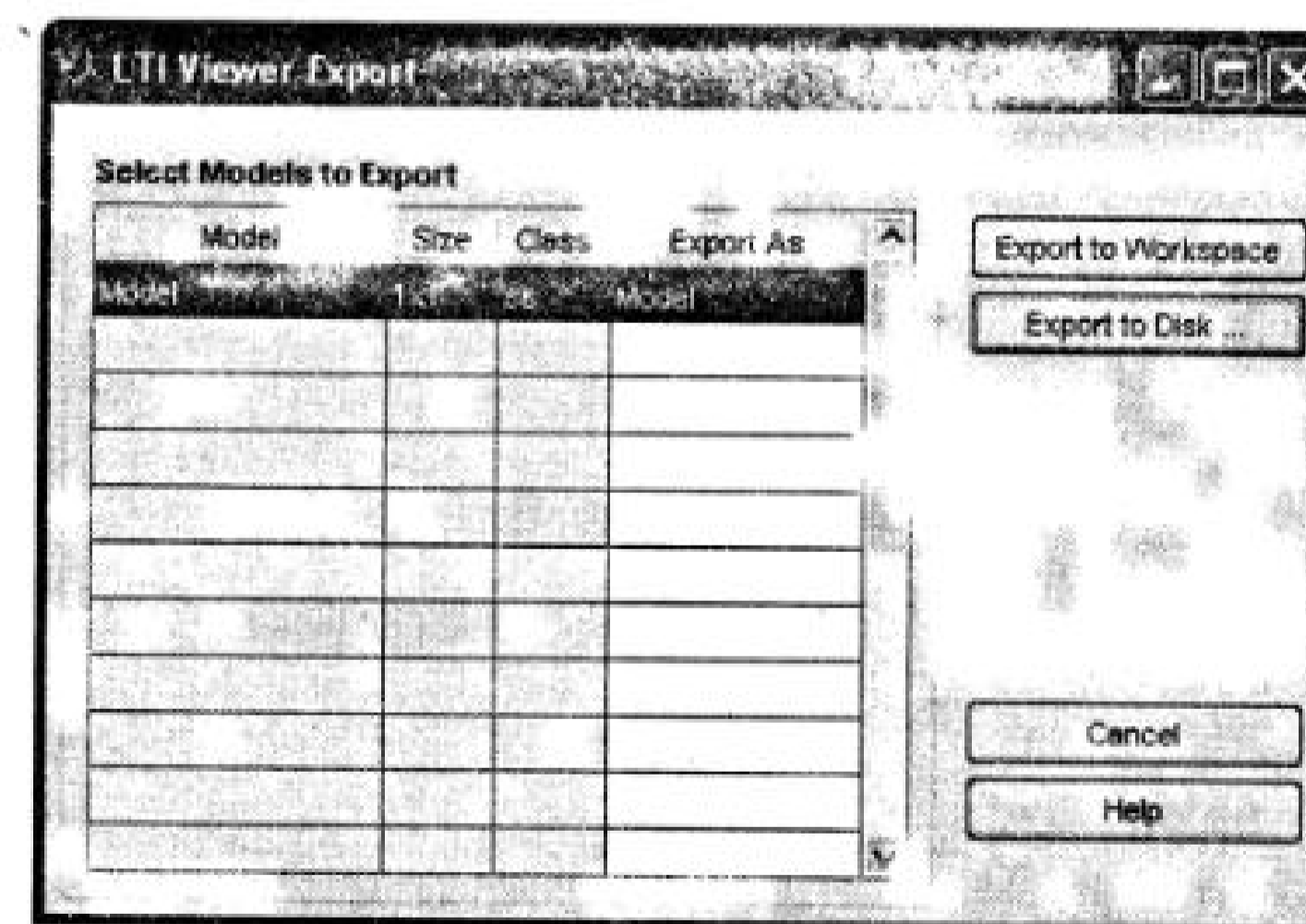


Рис. 3.13. Окно для экспорта модели

При этом Simulink-модель преобразуется в модель пространства состояния (ss-модель). При экспорте модели в файл на диске открывается стандартное Windows-окно, в котором нужно задать название файла и выбрать папку для его сохранения.

Данная модель экспортирована для дальнейших исследований в MAT файл Disk.

Пример 3.2. Система управления звеном робота. [21]

Схема, поясняющая работу устройства, приведена на рис. 3.14.

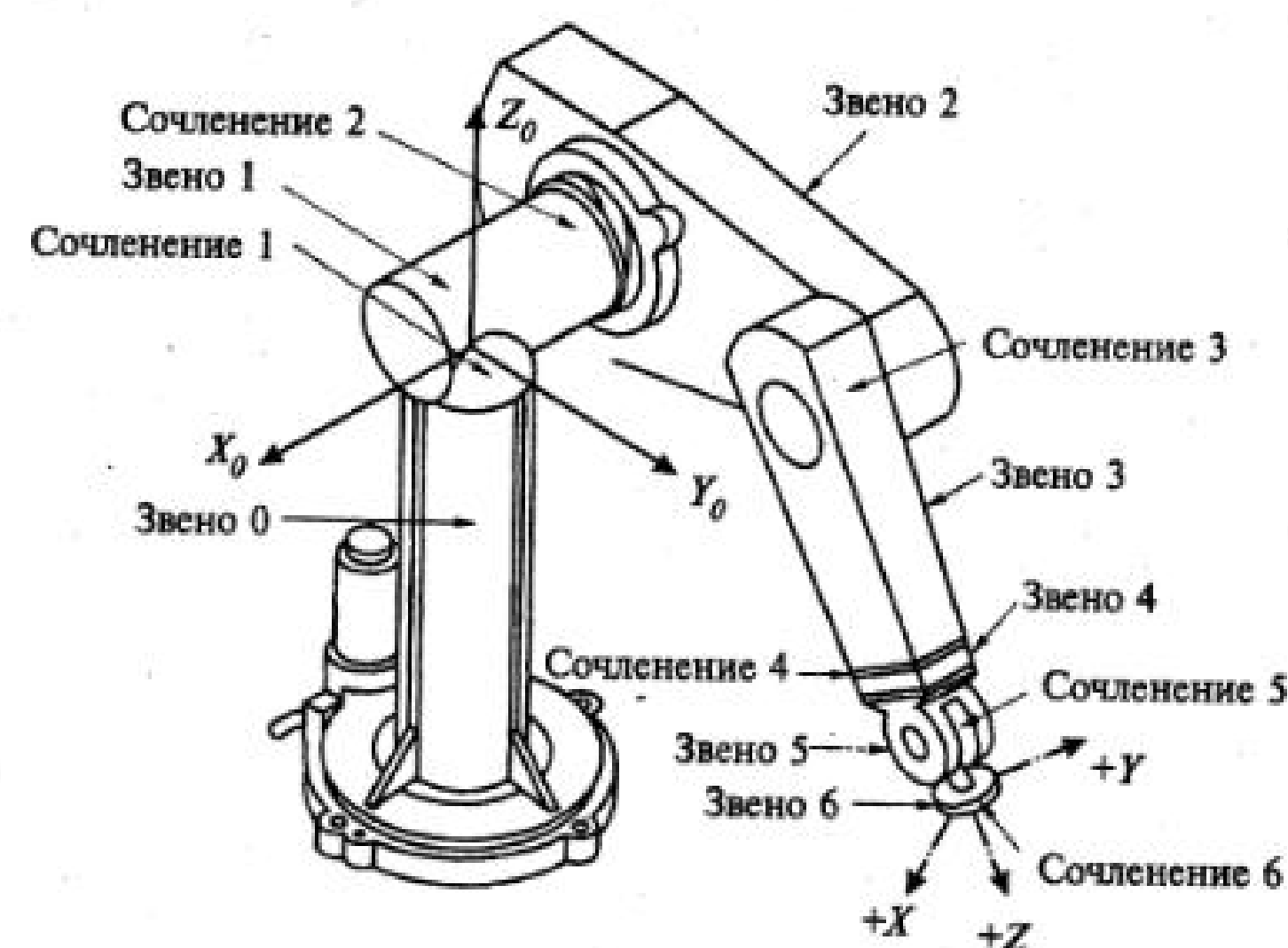


Рис. 3.14. Схема робота

Дифференциальное уравнение, описывающее динамику движения одного звена робота без учета влияния других звеньев, записывается в следующем виде:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + C \frac{d\theta}{dt} + K\theta = K_T i, \quad (3.19)$$

где  $J$  — момент инерции звена,  $C$  — коэффициент вязкого трения в подшипниках,  $K$  — коэффициент жесткости пружины,  $K_T$  — моментный коэффициент двигателя,  $\theta$  — угловое положение звена,  $i$  — ток двигателя. Если двигатель управляется от источника регулируемого напряжения, то его динамика описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + K_E \frac{d\theta}{dt} = u, \quad (3.20)$$

где  $L$  — индуктивность обмотки якоря двигателя,  $R$  — активное сопротивление обмотки якоря двигателя,  $K_E$  — скоростной коэффициент двигателя. Операторное представление уравнений (3.19) (3.20) запишется в виде:

$$\begin{aligned} s^2 \theta &= \frac{K_T}{J} i - \frac{C}{J} s\theta - \frac{K}{J} \theta \\ s i &= \frac{u}{L} - \frac{R}{L} i - \frac{K_E}{L} s\theta \end{aligned} \quad (3.21)$$

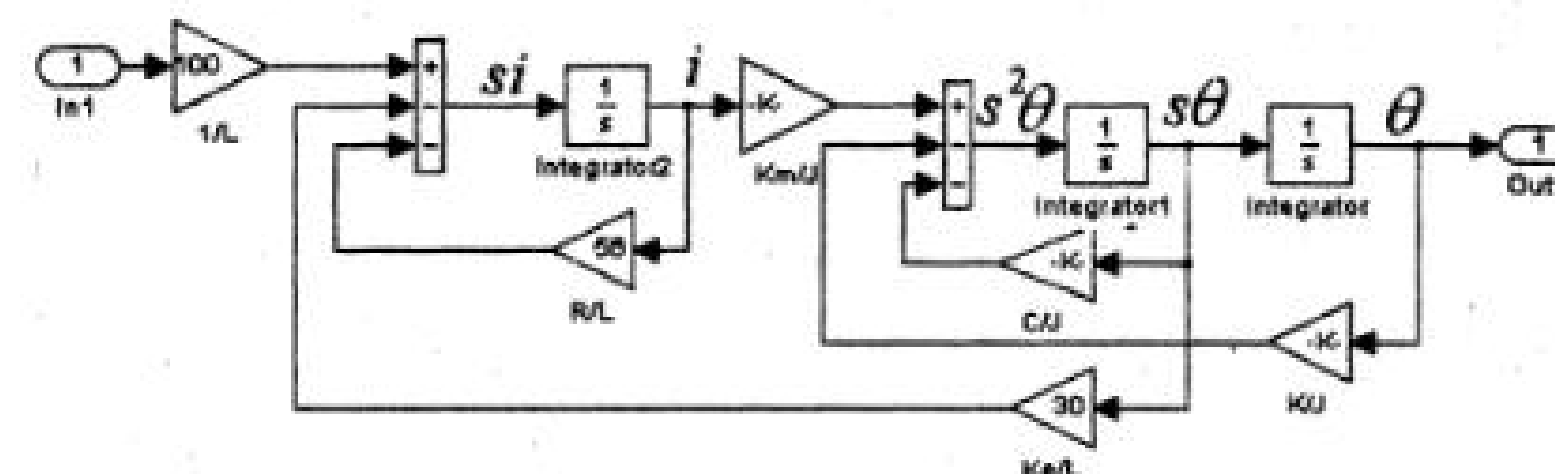


Рис.3.15. Simulink-модель звена робота

Модель звена робота (рис. 3.15) (файл Robot) построена по уравнениям (3.21) для следующих параметров:

$$\begin{aligned} J &= 0,8 (\text{кгм}^2), C = 0,3 (\text{Нмс}), \\ K &= 35 (\text{Нм}), K_T = K_E = 0,4 (\text{Нм/А, Вс}), \\ L &= 0,01 (\text{Г}), R = 0,56 (\text{Ом}) \end{aligned}$$

Переходная и амплитудно-частотная характеристики модели представлены на рис. 3.16.

Экспорт модели для последующего синтеза системы управления осуществляется описанным выше способом в MAT-файл Robot.

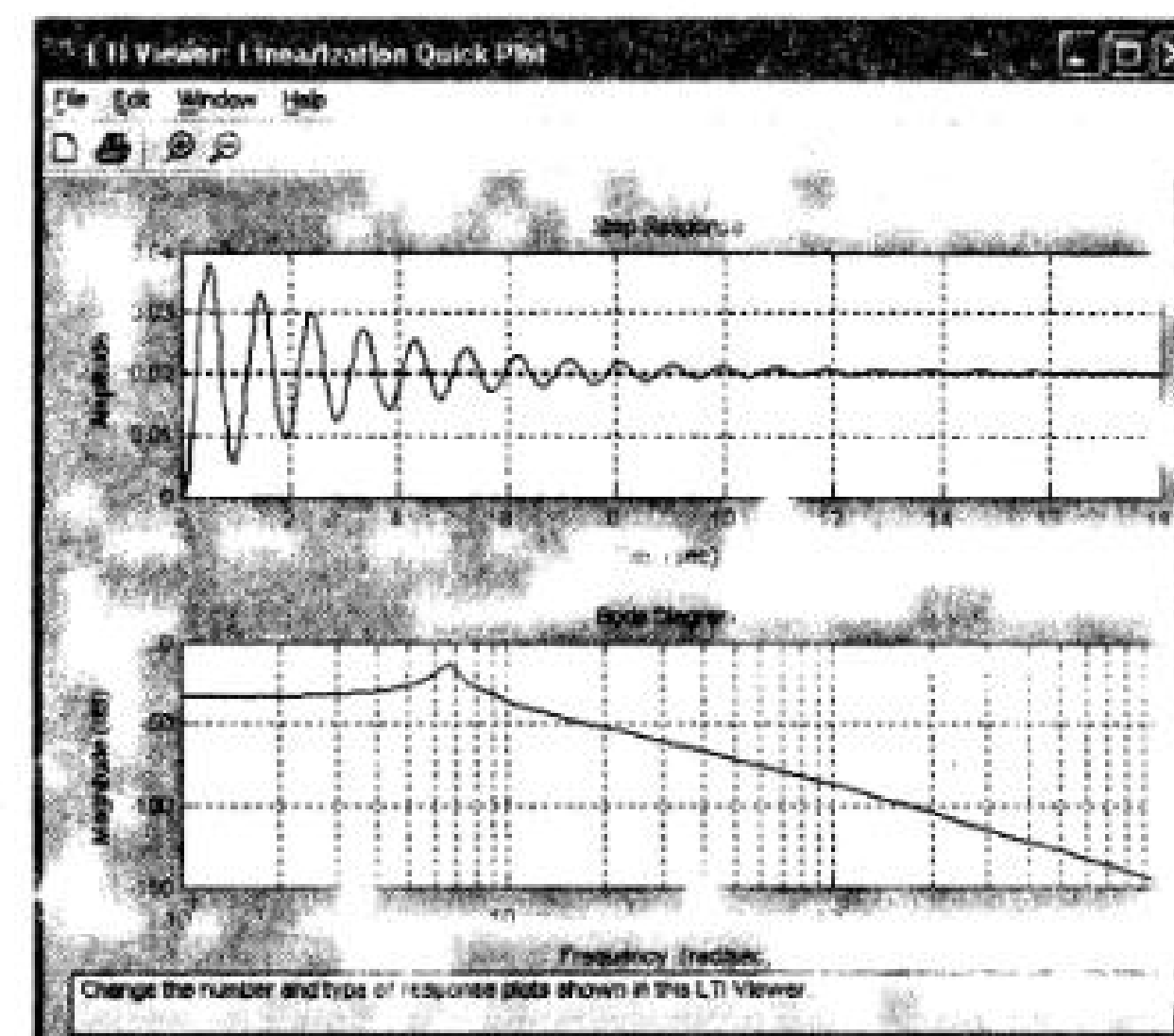


Рис. 3.16. Динамические характеристики звена робота

Пример 3.3. Система управления спутником по одной оси [14].

Схема, поясняющая работу системы стабилизации спутника по одной оси, приведена на рис. 3.17. Датчик угла ориентации измеряет отклонение углового положения спутника  $\theta$ , а датчик угловой скорости измеряет скорость изменения углового отклонения  $\frac{d\theta}{dt}$ .

Двигатели управления создают момент, чтобы скорректировать угловое положение спутника в соответствии с показаниями датчиков. В результате анализа динамики и задания численных значений всех физических величин получена операторная функция упрощенной модели ориентации спутника относительно одной оси, как отношение угла положения спутника ( $\theta$ ) к управляющему моменту ( $m$ ):

$$W_s(s) = \frac{\theta}{m} = \frac{s^2 + 0,1s + 7,5}{s^4 + 0,12s^3 + 9s^2}. \quad (3.22)$$

Передаточная функция (3.22) может быть представлена одним блоком и исследована (например, как на рис. 3.9). Однако далее рассмотрим переход от передаточной функции к уравнениям пространства состояний.

Существует несколько способов преобразования операторной функции в уравнения пространства состояний. Ниже рассмотрен способ прямого программирования.

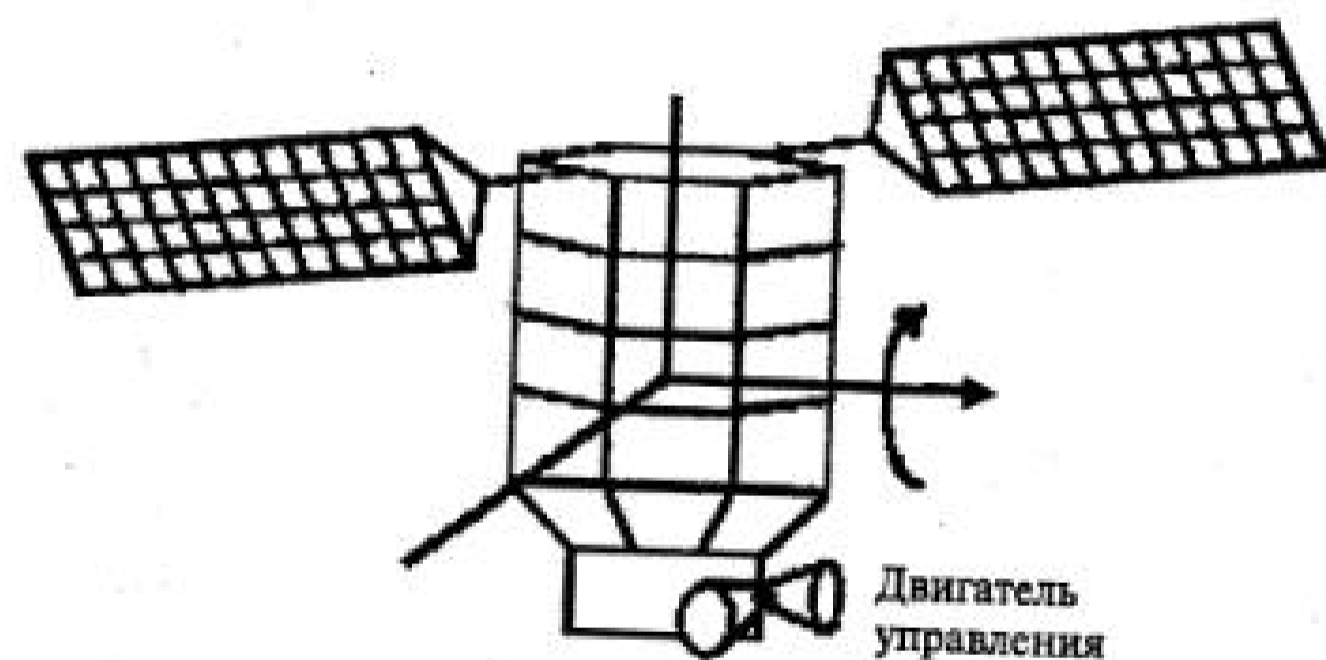


Рис. 3.17. Схема спутника

Преобразуем выражение (3.22) к виду:

$$W_s(s) = \frac{\theta}{m} = \frac{s^{-2} + 0,1s^{-3} + 7,5s^{-4}}{1 + 0,12s^{-1} + 9s^{-2}}, \quad (3.23)$$

откуда  $\theta = (s^{-2} + 0,1s^{-3} + 7,5s^{-4})e$ ,

$$\text{где } e = \frac{m}{1 + 0,12s^{-1} + 9s^{-2}} \text{ или } e = m - 0,12s^{-1}e - 9s^{-2}e \quad (3.24)$$

Структурная схема, составленная по уравнениям (3.23) и (3.24) (файл *Sputnik*) показана на рис. 3.18.

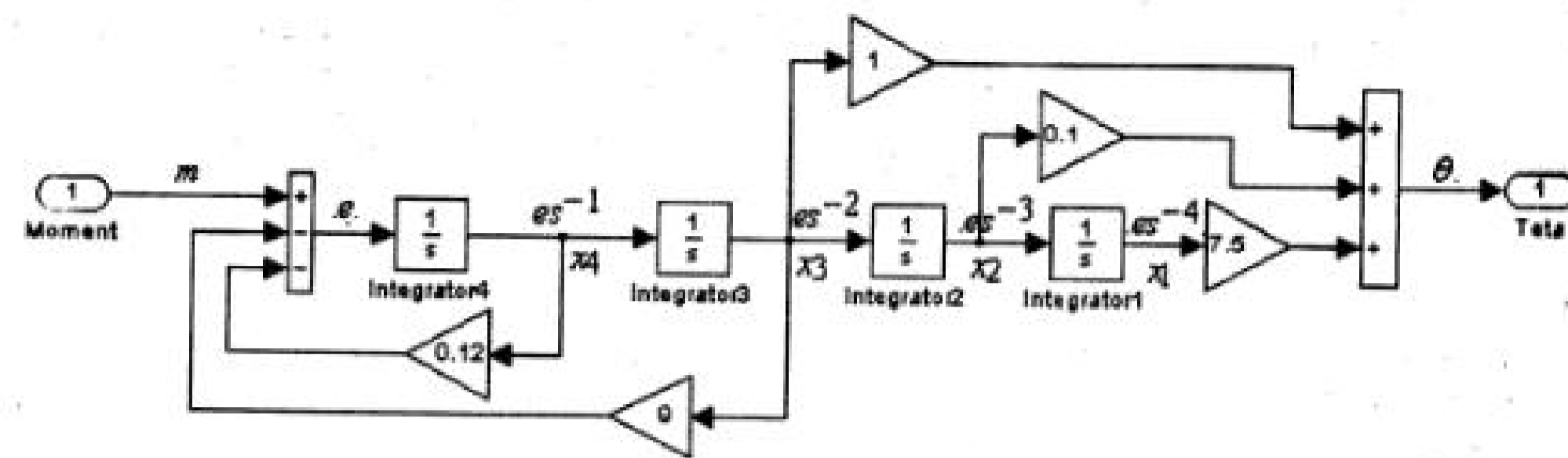


Рис. 3.18. Структурная схема системы ориентации спутника

В соответствии с этой структурной схемой запишем уравнения пространства состояний

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= -9x_3 - 0,12x_4 + m \\ \theta &= 7,5x_1 + 0,1x_2 + x_3 \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\text{или} \quad \begin{aligned} \dot{X} &= AX + BM, \\ Y &= CX + D\theta, \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\text{где } X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 9 & -0,12 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, M = [0 \ 0 \ 0 \ m],$$

$$C = [7,5 \ 0,1 \ 1 \ 0], D = 0.$$

На рис. 3.19 показана модель в переменных состояния (блок State-Space пакета Simulink) и окно параметров, куда введены значения определенных выше матриц. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики системы, полученные при использовании LTI-Viewer, представлены на рис. 3.20.

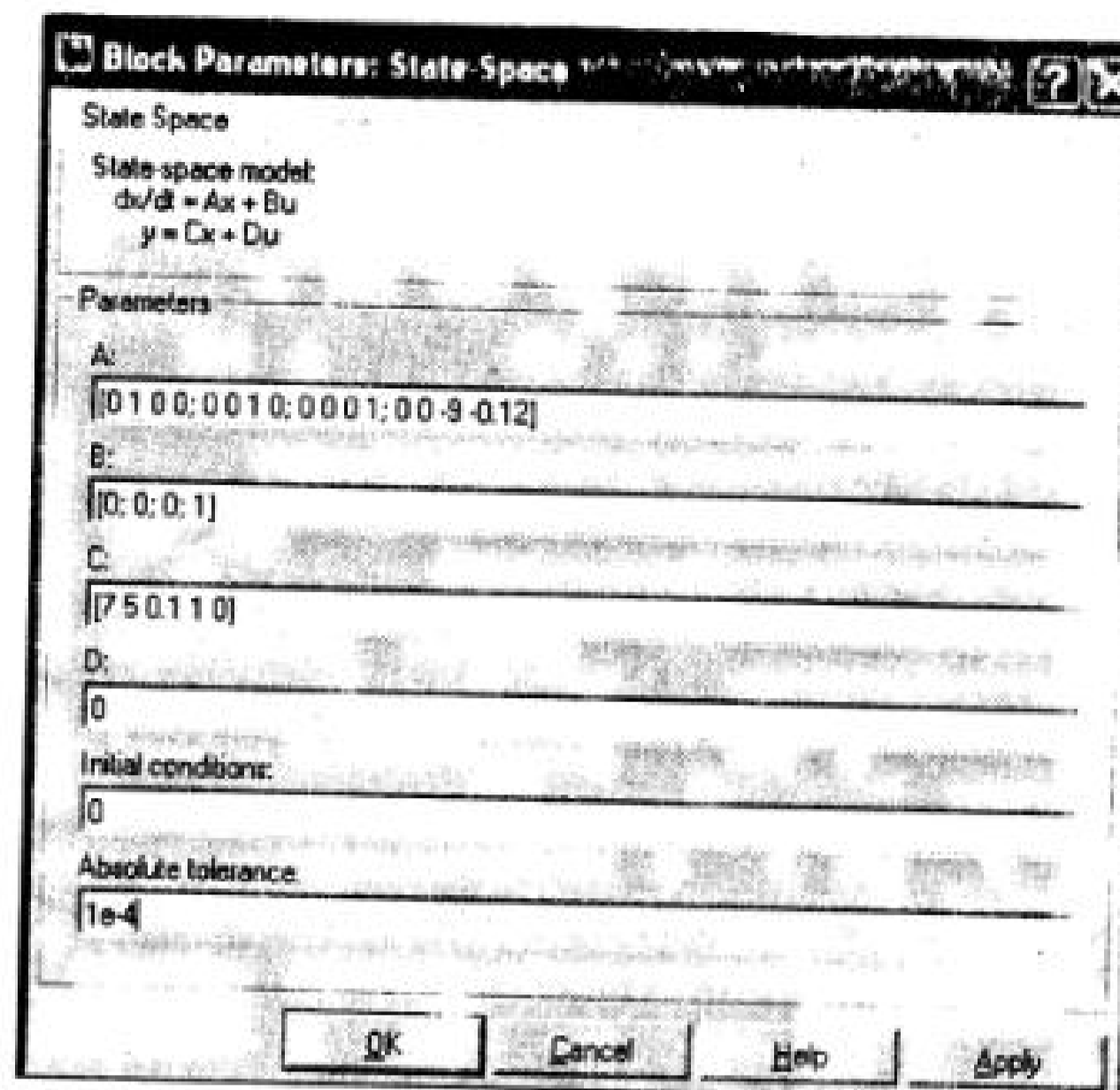
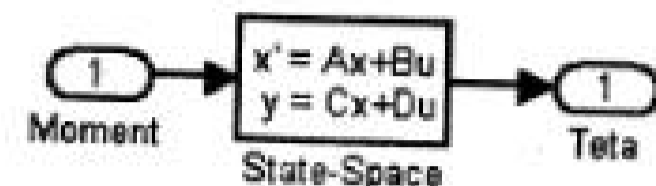


Рис. 3.19. Simulink-модель системы и окно настройки параметров

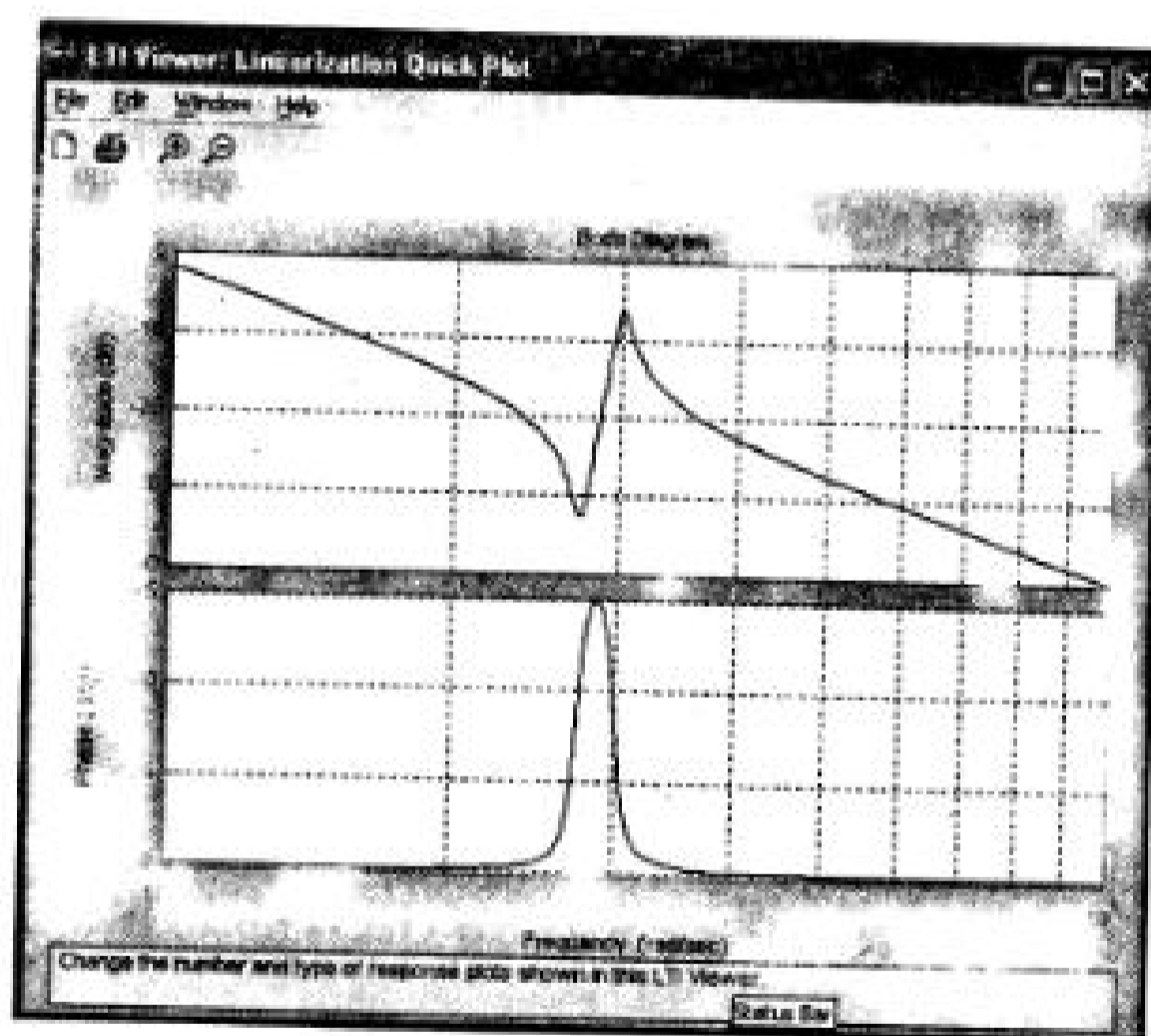


Рис. 3.20. Частотные характеристики системы ориентации спутника

### 3.7. Оценка качества и требования к динамическим характеристикам мехатронных систем [21, 27]

Задача синтеза регулятора динамической системы включает выбор структуры и параметров регулятора при известных параметрах объекта и заданных динамических характеристиках замкнутой системы.

Заданием регулятора в этой системе является обеспечение заданных динамических характеристик.

Для оценки качества замкнутых систем разработаны и используются различные критерии (стандарты). Эти критерии качества можно поделить на несколько групп:

1. Критерии, связанные с оценкой параметров переходного процесса (временные критерии качества);
2. Критерии, связанные с оценкой параметров по частотным характеристикам (частотные критерии качества);
3. Критерии, связанные с оценкой пространственных параметров (нулей и полюсов) передаточной функции;
4. Интегральные критерии качества.

#### 3.7.1. Оценка качества по показателям переходного процесса в системе

Оценка качества замкнутой системы по характеру переходного процесса осуществляется с помощью непосредственных показателей, таких как:

- время первого согласования — время, за которое регулируемая величина достигнет заданной;
- время переходного процесса — время за которое регулируемая величина достигнет 0,95—0,97 от установившегося значения;
- максимальное перерегулирование, которое обычно определяется в процентах по выражению:

$$\sigma = \frac{x_{\max} - x_{\text{уст}}}{x_{\text{уст}}} 100\%$$

Чаще всего в замкнутых системах допускается одно перерегулирование. Если система допускает несколько перерегулирований, то оговаривается число полных периодов и логарифмический декремент затухания. Критерии переходного процесса демонстрирует рис. 3.21.

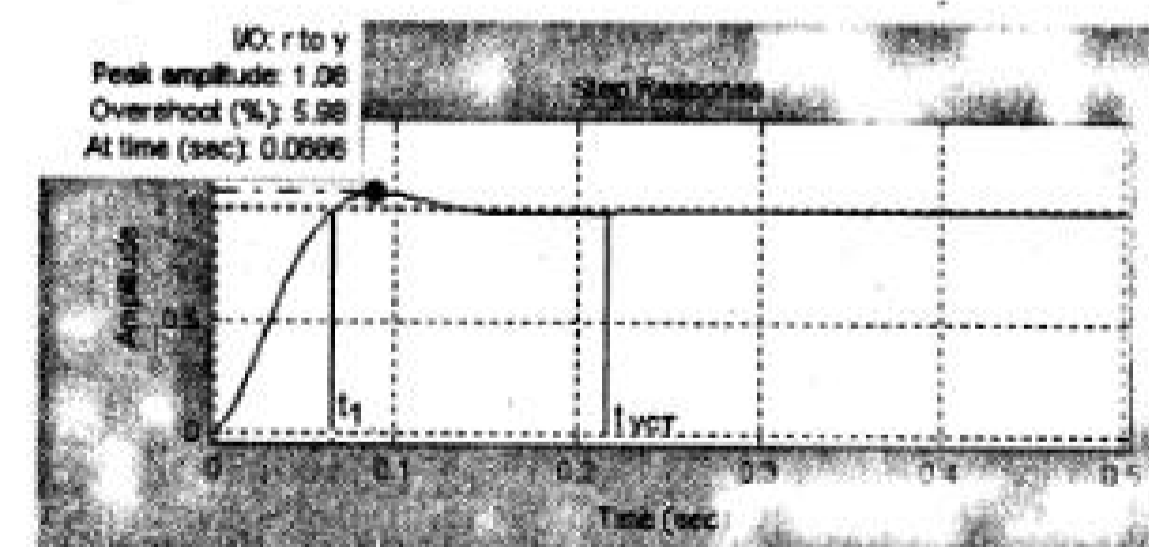


Рис. 3.21. Переходной процесс в замкнутой системе

В качестве стандартов при синтезе регулятора в основном используются два:

- модульный (технический) оптимум,
- симметричный оптимум.

Передаточная функция разомкнутого контура в системе второго порядка, соответствующая модульному (техническому) оптимуму имеет вид:

$$W_{PAZ}(s) = \frac{1}{2T_0s(T_0s+1)}, \quad (3.27)$$

где  $T_0 \ll 1$  некомпенсированная постоянная времени объекта. Передаточная функция замкнутой системы, соответствующая модульному (техническому), оптимуму

$$W_3(s) = \frac{1}{2T_0^2s^2 + 2T_0s + 1}. \quad (3.28)$$

При этом в замкнутой системе второго порядка, удовлетворяющей стандарту технического оптимума, параметры переходного процесса следующие:

- перерегулирование  $\delta = 4,3\%$ ;
- время первого согласования  $t_1 = 4,71T_0$ ;
- время переходного процесса  $t_{уст} = 8,4T_0$ .

Передаточная функция замкнутой системы, удовлетворяющей стандарту технического оптимума, достаточно точно аппроксимируется звеном первого порядка.

$$W_3(s) \approx \frac{1}{2T_0s + 1}, \quad (3.29)$$

что часто используется при синтезе регуляторов в многоконтурных системах.

Передаточная функция разомкнутого контура в системе второго порядка, соответствующая симметричному оптимуму имеет вид:

$$W_{PAZ}(s) = \frac{4T_0s + 1}{8T_0^2s^2(T_0s + 1)} \quad (3.30)$$

Передаточная функция замкнутой системы, соответствующая симметричному, оптимуму имеет вид:

$$W_3(s) = \frac{4T_0s + 1}{8T_0^3s^3 + 8T_0^2s^2 + 4T_0s + 1}. \quad (3.31)$$

В замкнутой системе, удовлетворяющей стандарту симметричного оптимума, параметры переходного процесса следующие:

- перерегулирование  $\delta = 43\%$ ;
- время первого согласования  $t_1 = 3,1T_0$ ;
- время переходного процесса  $t_{уст} = 16,5T_0$ .

### 3.7.2. Оценки качества, основанные на анализе частотных характеристик

Наибольшее применение получили амплитудно-фазовые характеристики (АФХ) разомкнутых систем. По ним можно определить такие косвенные показатели качества, как запасы устойчивости по амплитуде и фазе и показатель колебательности.

Запасы устойчивости по амплитуде и фазе — это характеристики, оценивающие близость расположения АФХ к критической точке  $(-1, j0)$ . От этого зависит способность системы оставаться устойчивой при появлении отклонений в параметрах системы. Вместе с тем от этого зависит качество переходных процессов: если АФХ проходит вблизи точки  $(-1, j0)$ , то процессы будут сильно колебательными с большими перерегулированиями; если же АФХ излишне удалена от критической точки, то переходные процессы могут оказаться слишком затянутыми.

Запас устойчивости по амплитуде — число, показывающее, во сколько раз может быть увеличен коэффициент усиления разомкнутой системы, прежде чем замкнутая система выйдет на границу устойчивости.

Запас устойчивости по фазе — число, характеризующее предельный угол поворота АФХ по часовой стрелке до выхода системы на границу устойчивости. Поворот происходит, например, в результате увеличения инерционности. В соответствии с рис. 3.22 запасы устойчивости определяются соотношениями:

$$\Delta k = \frac{1}{OB}, \quad \Delta \varphi = \angle AOC$$

Если нет специальных требований, то рекомендуется иметь:

$$\Delta k = 2 - 3, \quad \Delta \varphi = 30^\circ - 50^\circ.$$

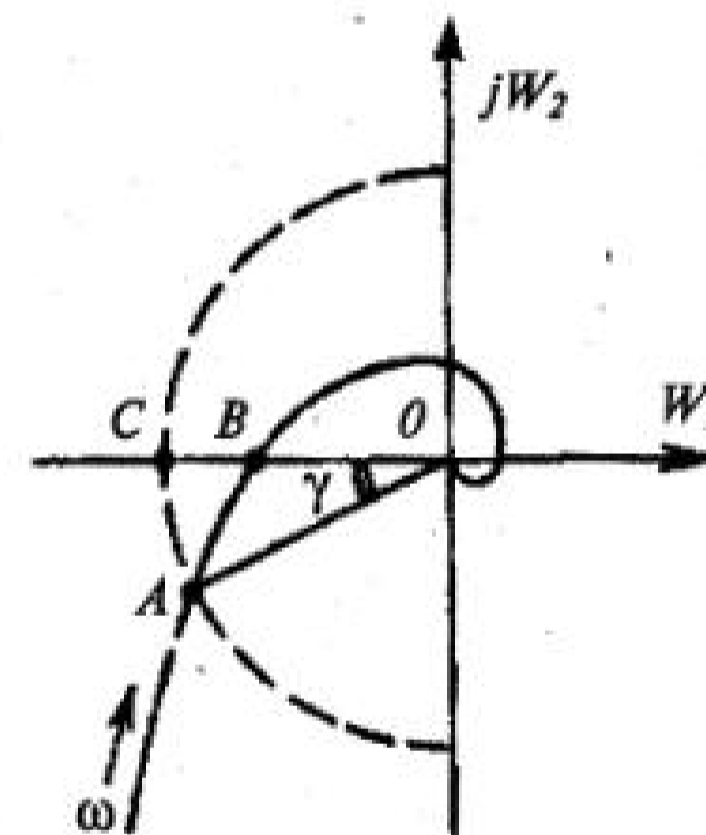


Рис. 3.22. АФХ

Оценить динамические качества системы можно по логарифмическим частотным характеристикам.

**Показатель колебательности.**  $M$  — косвенная оценка, характеризующая возможные перерегулирования. Он представляет собой отношение максимального значения ординаты на амплитудно-частотной характеристике замкнутой системы по задающему воздействию к значению ординаты при  $\omega = 0$ .

т. е.

$$M = \frac{A_{\max}}{A_0} \quad (\text{рис. 3.23}).$$

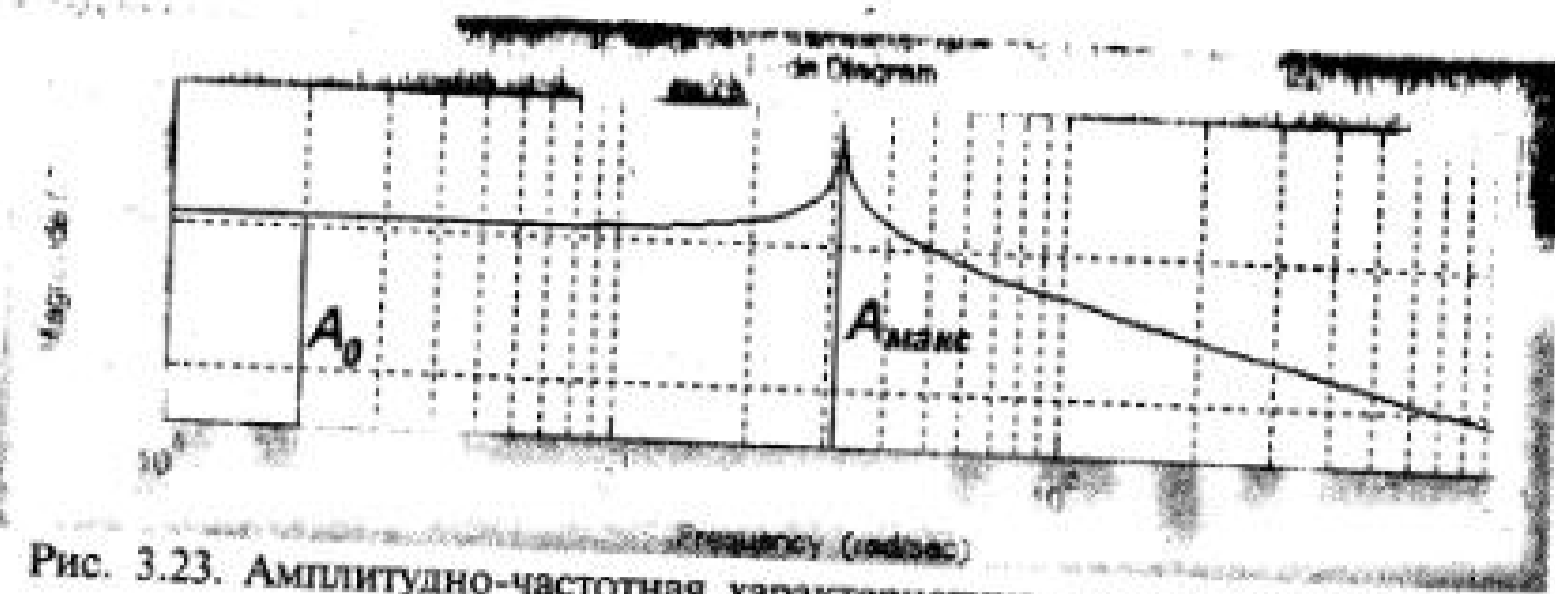


Рис. 3.23. Амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы

Рекомендуется иметь значение показателя колебательности в диапазоне  $M = 1,3 - 1,5$ , если нет специальных требований.

### 3.7.3. Оценки качества, основанные на анализе распределения корней характеристического уравнения

Корни характеристического уравнения несут всю информацию о системе. По положению корней характеристического уравнения определяют:

- степень устойчивости системы;
- приближенно время переходного процесса;
- показатель колебательности в системе.

Степенью устойчивости  $h$  называется наименьшее из абсолютных значений вещественных частей корней характеристического уравнения устойчивой системы. На комплексной плоскости — это расстояние от мнимой оси до ближайшего к ней корня или пары комплексно-сопряженных корней характеристического уравнения (рис. 3.24).

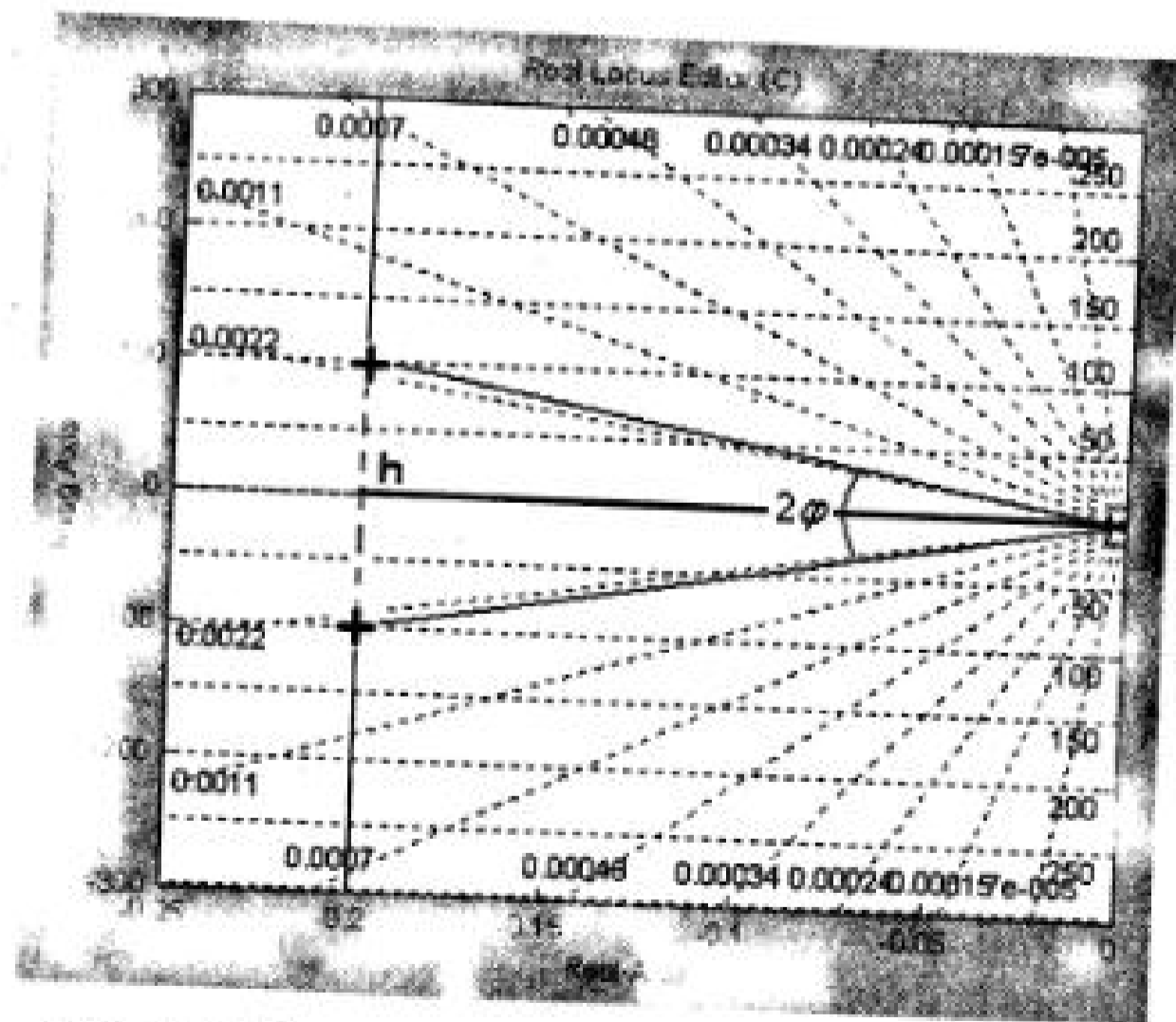


Рис. 3.24. Корни системы на комплексной плоскости

Величина степени устойчивости служит мерой быстроты затухания переходного процесса. Приближенно время переходного процесса в секундах можно вычислить по формуле  $t_{уст} \approx \frac{3}{h}$ , независимо от того, являются ли корни вещественными или комплексными величинами.

Показатель колебательности в системе находится из выражения  $\xi = \cos \varphi$  (рис. 3.24), где  $2\varphi$  — угол между лучами на комплексной плоскости, внутри которых расположены все корни характеристического уравнения системы.

### 3.7.4. Интегральные оценки качества

Интегральные оценки — это косвенные показатели качества переходных процессов, они оценивают отклонение временных характеристик от заданной формы. Обычно рассматривают переходные характеристики — реакции на единичные ступенчатые внешние воздействия. Идеальной формой для выходного сигнала считается ступенчатый процесс или же экспонента с заданной постоянной времени. Интегральные оценки применяются как для целей анализа, так и для целей синтеза автоматических систем. В последнем случае оптимальными считаются такие системы, которые обеспечивают минимум той или иной интегральной оценки.

Рассмотрим критерии, которые обычно используются при оценке динамики систем.

1. Интеграл от абсолютной ошибки в замкнутой системе (*IEA* — *Integral of Absolute value of Error*):

$$I_{IEA} = \int_0^{\infty} e(t) dt, \quad (3.32)$$

где  $e(t)$  — ошибка регулирования (разность между установившимися и текущими значениями регулируемой координаты).

В случае применения этого критерия для замкнутой системы управления второго порядка с передаточной функцией  $W(s) = 1/(1 + 2\zeta s + s^2)$  получим критический коэффициент затухания  $\zeta = 1$ . Переходной процесс при этом является аperiодическим. На практике для увеличения быстродействия системы обычно приходится допустить некоторое перерегулирование.

2. Критерий произведения времени и абсолютной ошибки (*ITAE* — *Integral of Time multiplied by Absolute value of Error*):

$$I_{ITAE} = \int_0^{\infty} t \cdot e(t) dt. \quad (3.33)$$

Умножение на время подинтегральной функции приводит к появлению некоторой колебательности системы. Этот критерий нашел широкое применение на практике, т. к. обеспечивает компромисс между некоторым перерегулированием и временем регулирования. Для замкнутой системы управления, которая описы-

вается передаточной функцией  $n$ -ого порядка  $W(s) = \frac{b_0}{P(s)}$  оптимальным в соответствии с критерием ITAE полином знаменателя в зависимости от его порядка будет:

$$\begin{aligned} P_1(s) &= s + \omega_0; \\ P_2(s) &= s^2 + 1,41\omega_0 s + \omega_0^2; \\ P_3(s) &= s^3 + 1,75\omega_0 s^2 + 2,1\omega_0^2 s + \omega_0^3; \\ P_4(s) &= s^4 + 2,1\omega_0 s^3 + 3,4\omega_0^2 s^2 + 2,7\omega_0^3 s + \omega_0^4. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Критерий ITAE, использованный для оптимизации системы второго порядка, обеспечивает коэффициент затухания  $\xi = 0,707$  и перерегулирование  $\sigma = 4\%$ , что соответствует оптимуму по модулю.

3. Квадратичный интеграл от ошибки в замкнутой системе (*ISE* — *Integral Squared Error*), получивший наибольшее распространение на практике:

$$I_{ISE} = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt. \quad (3.35)$$

Если параметры системы выбраны в соответствии с критерием ISA, то в системе наблюдается повышенная колебательность. Для замкнутой системы второго порядка этот критерий обеспечивает затухание  $\xi = 0,5$  и перерегулирование  $\sigma = 16\%$ .

Для уменьшения колебательности в системе используется модифицированный квадратичный критерий.

4. Модифицированный квадратичный критерий (*ITAE* — *Integral of Time multiplied by Absolute value of Error*):

Этот критерий записывается в виде:

$$I_{ITSE} = \int_0^{\infty} t \cdot [e(t)]^2 dt. \quad (3.36)$$

Критерий ITAE позволяет несколько увеличить коэффициент затухания и уменьшить перерегулирование по сравнению с критерием ISA.

### 3.8. Регуляторы в мехатронных системах

#### 3.8.1. Методика синтеза регуляторов в мехатронной системе [2, 3, 17, 20, 24]

Проектирование регулятора для мехатронной системы включает в себя две основные задачи:

- выбор места включения регулятора;
- выбор типа и расчет параметров регулятора, придающего системе заданные динамические свойства.

Как первая, так и вторая задача не имеет строгой математической формализации. Их решения базируются на опыте проектирования различных систем для различных применений.

Требования высокой точности регулирования и высокого быстродействия, которые предъявляются к современным системам мехатроники, обуславливают применение замкнутых систем. Только замкнутые системы позволяют осуществить реализацию двух основных принципов:

1. Регулируемая величина на выходе (скорость, угол, момент и т. д.) должна по возможности точнее повторять задающий (входной) сигнал;
2. Регулируемая величина на выходе по возможности не должна зависеть от возмущающих воздействий. Такими возмущающими воздействиями могут быть напряжение питания, температура, момент нагрузки, временные зависимости параметров и т. д.

Таким образом, основным принципом управления является принцип обратной связи, позволяющий осуществить контроль качества регулирования по отклонению управляемого параметра от заданного.

Регуляторы мехатронных систем являются цифровыми, т. к. они в обязательном порядке содержат микроконтроллер или компьютер с платами расширения. При цифровой реализации регулятора связь между непрерывным объектом управления и регулятором осуществляется через преобразователи аналоговых величин в цифровой код (*АЦП*) и цифрового кода в аналоговую величину (*ЦАП*). При этом сигналы с *АЦП* и сигналы, поступающие на *ЦАП* обычно квантуются синхронно с периодом дискретизации  $T$ . Функциональная схема системы приведена на рис. 3.25 а.

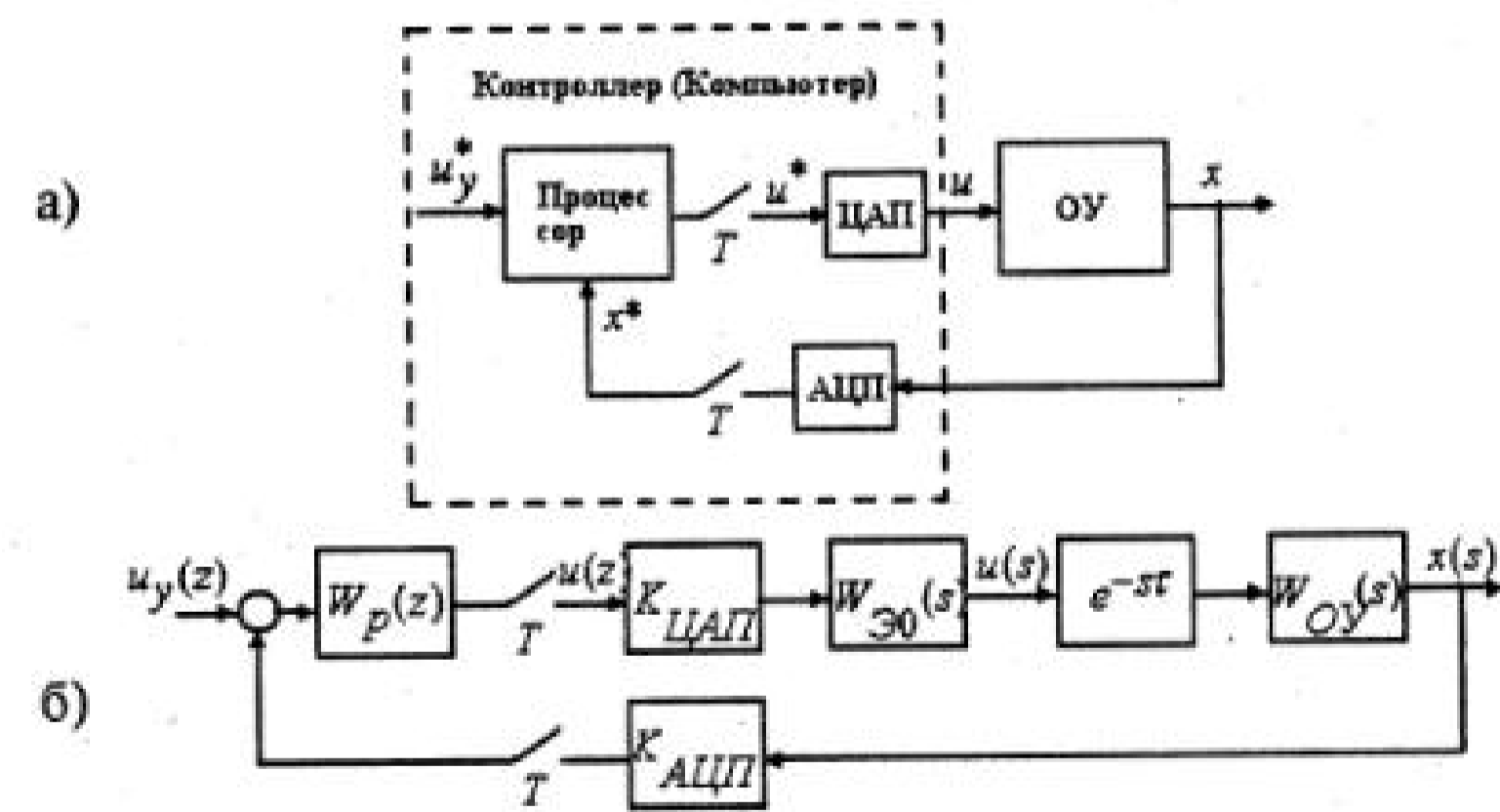


Рис. 3.25. Функциональная схема замкнутой системы

Входной сигнал  $u_y^*$  и сигнал, пропорциональный истинному значению регулируемой величины  $x^*$  в цифровой форме, обрабатываются с помощью компьютера (микропроцессора), выполняющего роль регулятора. Цифровой сигнал на выходе процессора  $u^*$  преобразуется *ЦАП*, благодаря чему аналоговый сигнал на входе непрерывного объекта  $u$  остается постоянным в течение периода дискретизации.

Сигналы АЦП и ЦАП квантованы по уровню, вследствие чего системы управления непрерывными объектами с компьютером в контуре регулирования относятся в общем случае к классу дискретных нелинейных систем. Однако, если разрядность преобразователей достаточно велика, то можно пренебречь квантованием сигналов по уровню, заменив нелинейные статические характеристики АЦП и ЦАП линейными и введя коэффициенты передачи

$$K_{\text{АЦП}} = \frac{1}{\Delta}, \text{ где } \Delta \text{ — приращение аналоговой величины } x \text{ на входе АЦП, соответству}$$

ющее изменению выходной величины  $x^*$  на одну дискретную единицу;

$K_{\text{ЦАП}} = \Delta_1$ , где  $\Delta_1$  — приращение выходного напряжения ЦАП при изменении на одну дискретную единицу входного сигнала  $u^*$ . Тогда математическое описание всей системы с компьютером в контуре регулирования может быть представлено линеаризованной структурной схемой на рис. 3.25. б, на которой обозначено:

$W_p(z)$  — передаточная функция цифрового регулятора при описании алгоритма его работы в области комплексной, переменной  $z$ ;

$W_{\text{ЭО}}(s)$  — передаточная функция экстраполятора нулевого порядка;

$W_{\text{ОУ}}(s)$  — передаточная функция объекта управления. В схему введено звено чистого запаздывания  $e^{-\tau}$ , учитывающее, что на вычисление управляющего воздействия в соответствии с передаточной функцией регулятора  $W_p(z)$  процессор затрачивает время  $\tau$ .

Таким образом, в мехатронной системе объект управления описывается системой дифференциальных уравнений или передаточными функциями в области комплексного аргумента  $s$ , а алгоритм работы компьютера — разностными уравнениями или передаточными функциями в области аргумента  $z$  дискретного преобразования.

Могут быть использованы два подхода к проектированию цифрового регулятора.

Первый подход основан на синтезе непрерывного регулятора с последующим пересчетом его к цифровому аналогу.

При втором подходе дискретной аппроксимацией заменяется описание непрерывного объекта, в результате чего вся система оказывается описанной в области комплексной переменной  $z$ , а алгоритм работы цифровой части определяется в результате синтеза дискретной системы.

Далее при синтезе цифровых регуляторов используется первый подход.

Поэтому первоначально рассмотрим вопросы синтеза непрерывных регуляторов, а затем займемся преобразованием непрерывных регуляторов в цифровые.

### 3.8.2. Синтез непрерывных регуляторов методом корневого годографа в пакете Control System Toolbox

Метод корневого годографа широко используется для анализа и синтеза динамических систем, он достаточно подробно описан в литературе [21]. Ниже очень коротко рассмотрены его некоторые свойства.

**Определение.** Корневой годограф — это траектория корней характеристического уравнения (полюсов передаточной функции) замкнутой системы при изме-

нении какого-либо параметра системы. Обычно при построении корневого годографа варьируемым параметром служит коэффициент усиления регулятора.

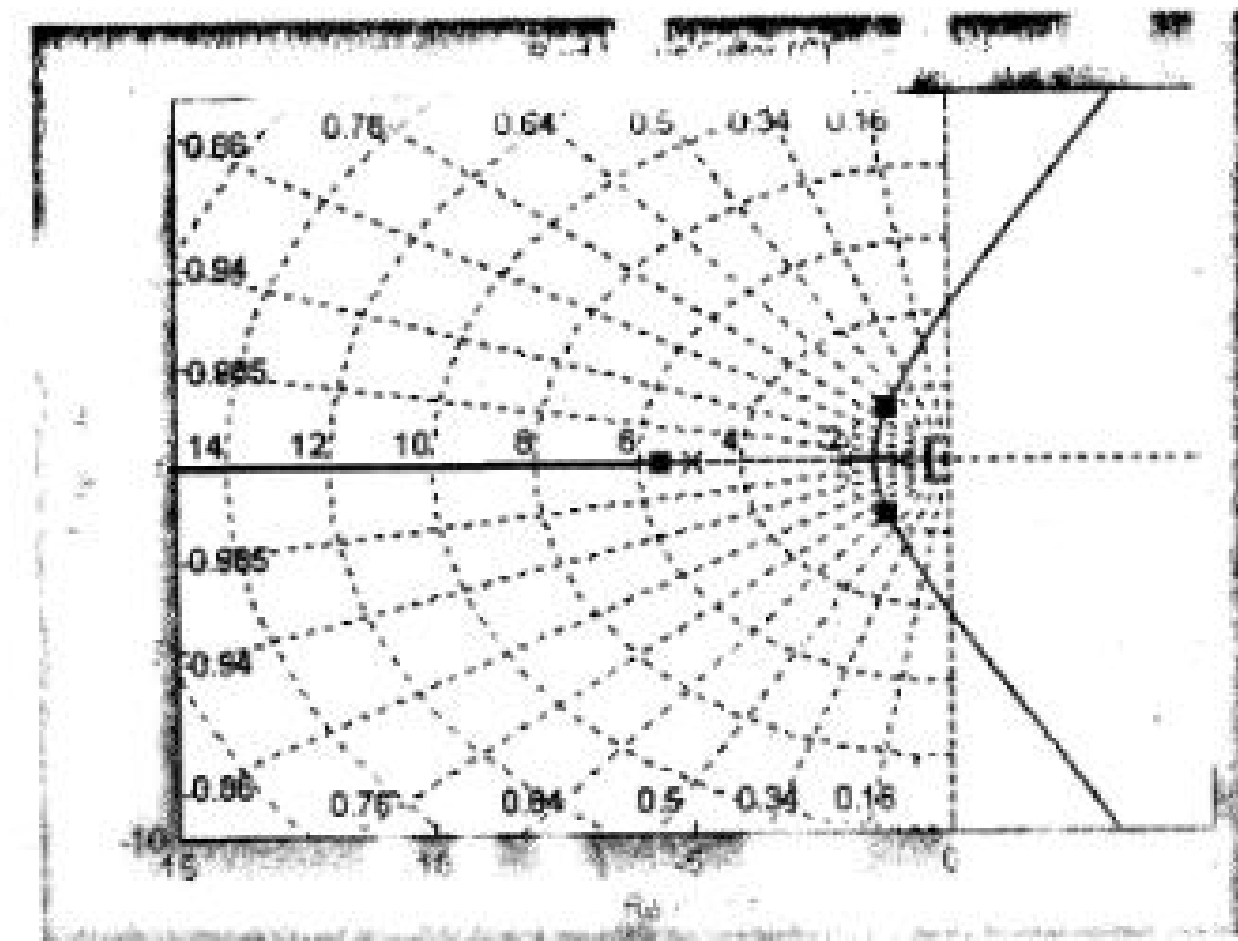


Рис. 3.26. Корневой годограф

**Пример 3.4.** Рассмотрим пример замкнутой системы с единичной обратной связью, в которой передаточные функции объекта регулирования и регулятора имеют вид:

$$W_o(s) = \frac{2}{s^2 + 3s + 2} \quad W_p(s) = \frac{K}{2s + 10}$$

Корневой годограф этой системы показан на рис. 3.26, он состоит из трех ветвей. Положение полюсов показано для  $K=1$ . При увеличении  $K$  полюс регулятора перемещается влево по вещественной оси, стремясь к бесконечности. Полюса объекта при этом перемещаются вправо, делая систему все более колебательной. Известно, что система устойчива до тех пор, пока все полюса располагаются в левой полуплоскости. Поэтому на пересечении годографа полюсов объекта с мнимой осью определяется критический коэффициент усиления регулятора.

При уменьшении коэффициента усиления полюс регулятора сдвигается вправо, а полюса объекта — влево вниз, переходя от комплексных значений к вещественным.

Прямые линии, выходящие из начала координат, определяют коэффициент затухания в замкнутой системе, концентрические кривые определяют собственную частоту в системе. Корневой годограф позволяет оценить динамические характеристики замкнутой системы. Кроме того, корневой годограф позволяет синтезировать параметры регулятора. При синтезе параметров регулятора следует использовать два основных положения:

1. Добавление нуля в передаточную функцию регулятора смещает годограф влево;
2. Добавление полюса в передаточную функцию регулятора смещает годограф вправо.

На рис. 3.27 показан корневой годограф рассмотренной системы при добавлении нуля в начало координат ( $z=0$ ).

В пакете Control System Toolbox для синтеза регуляторов имеются удобные графические средства **rltool** и **sisotool**. Функция **rltool** открывает графический интерфейс, позволяющий проектировать регулятор в замкнутой системе методом корневого годографа. Графический интерфейс открывается при выполнении команды **rltool** в рабочем окне MATLAB (рис. 3.28). При этом открывается два окна:

1. Окно проектирования системы с одним входом и одним выходом (SISO Design).
2. Окно управления проектированием (Control and Estimation Tools Manager).

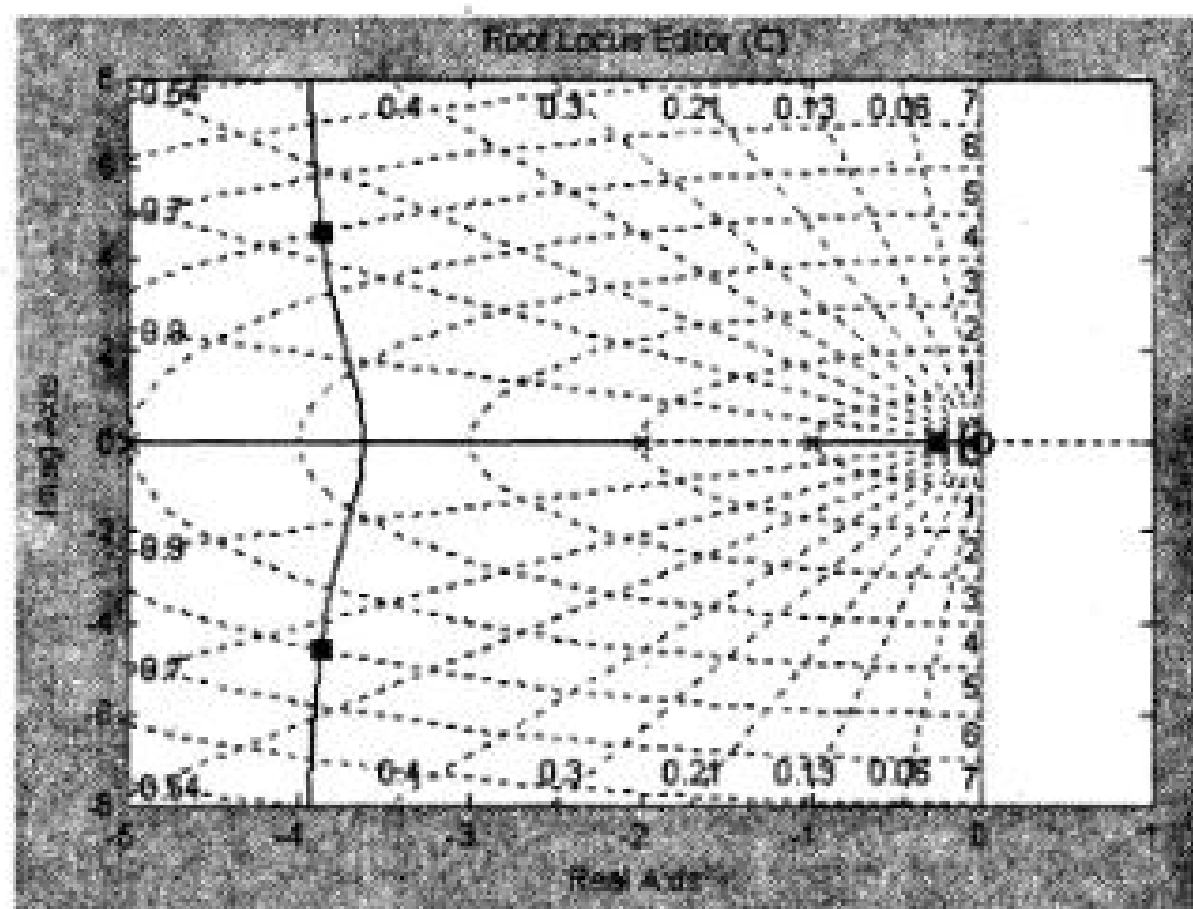


Рис. 3.27. Корневой годограф системы с добавленным нулем ( $z=0$ )

Если нажать на вкладку Control Architecture, то откроется окно (рис. 3.29), в котором можно задать структуру замкнутой системы. В этом окне предлагается четыре варианта структур, состоящих из четырех блоков:

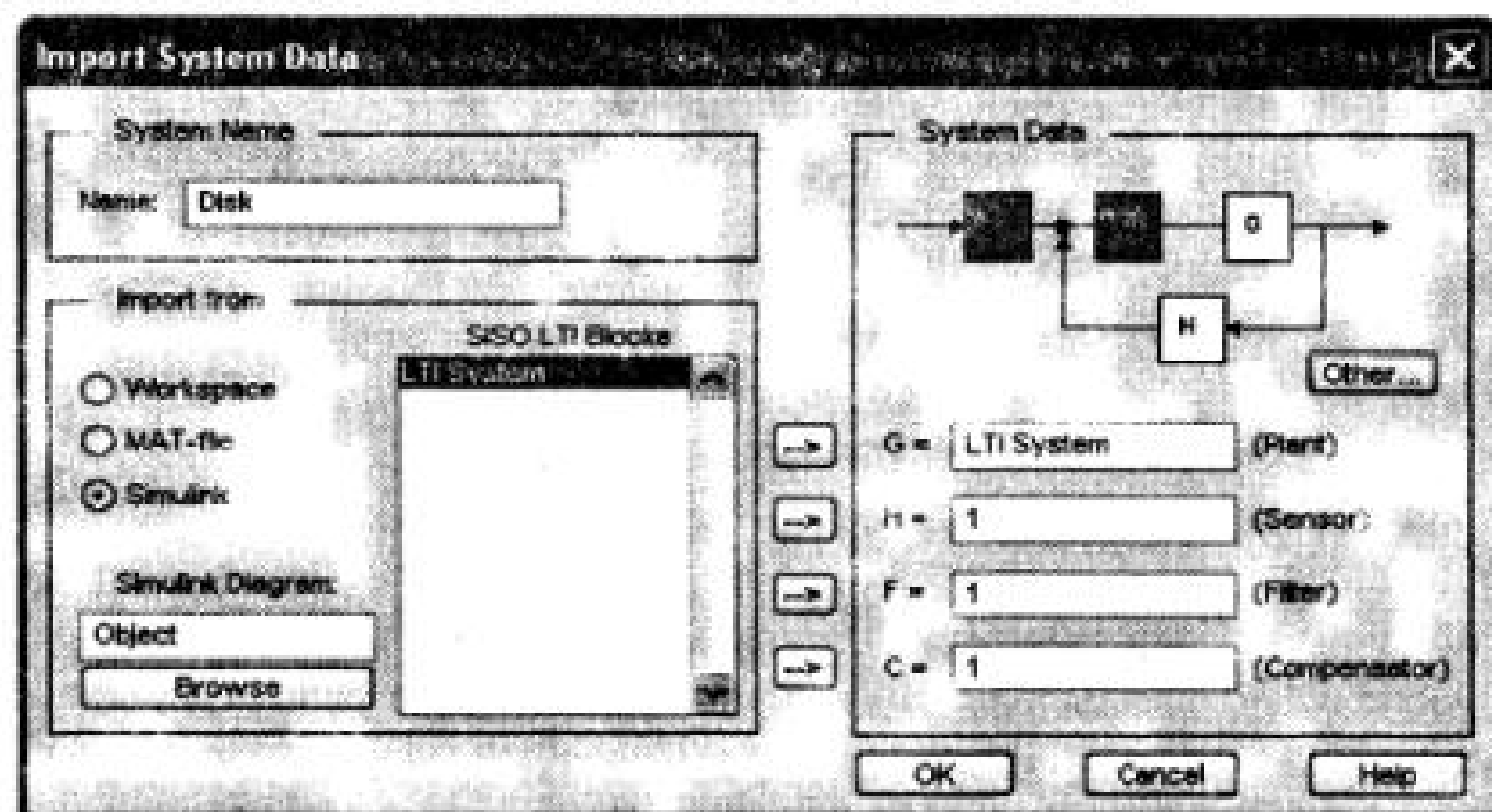


Рис. 3.28. Графический интерфейс

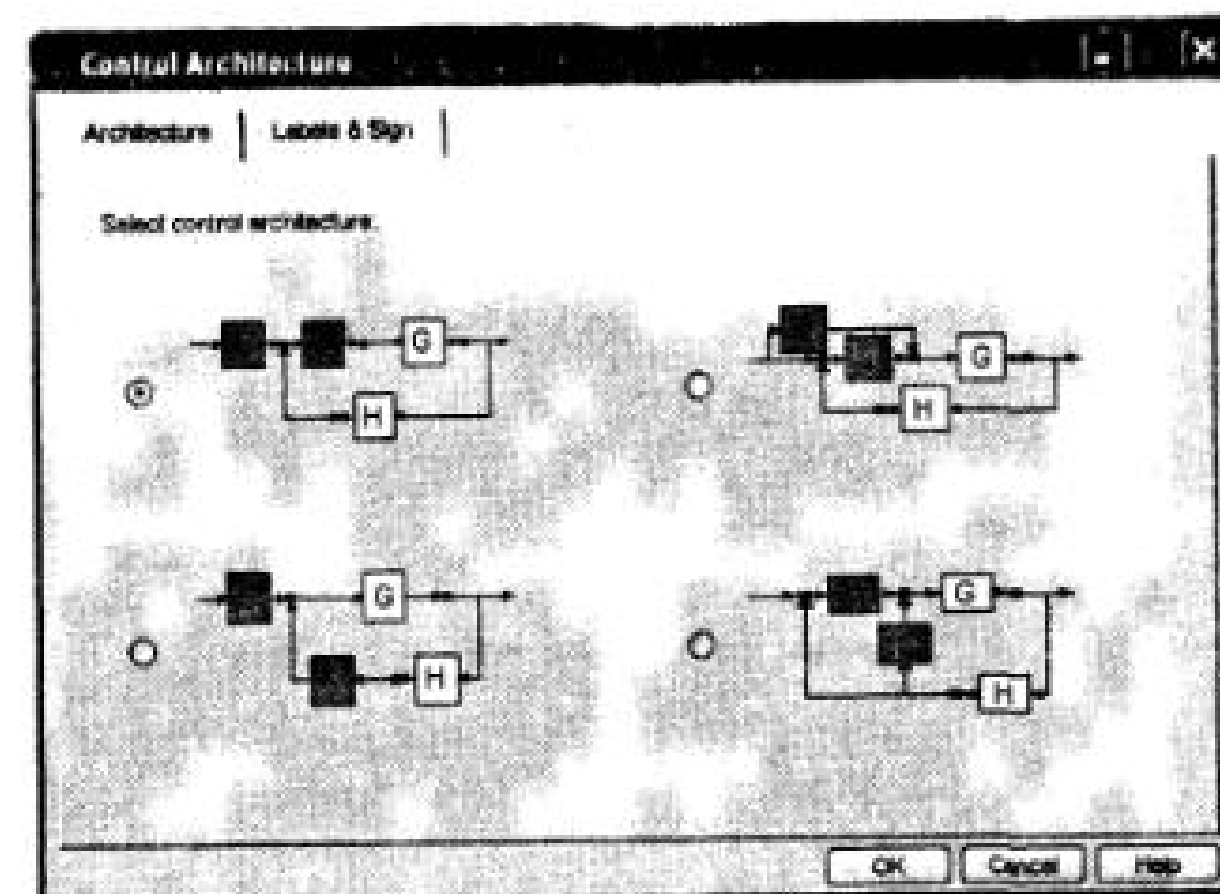


Рис. 3.29. Окно для выбора структуры замкнутой системы

- F — фильтр на входе системы;
- C — регулятор, параметры которого нужно рассчитать;
- G — объект управления;
- H — звено в цепи обратной связи.

Интерфейс предоставляет возможность выбрать одну из предлагаемых четырех структур.

**Пример 3.5.** Работу с интерфейсом рассмотрим на примере синтеза регулятора для системы управления устройством чтения-записи жесткого диска компьютера.

Напомним, что LTI-модель объекта сохранена на диске в MAT файле **Disk**.

В меню интерфейса выбираем команду File/Import. Выполнение данной команды меню приводит к открытию диалогового окна загрузки модели и задания параметров отдельных звеньев.

Выбираем импорт MAT файла **Disk** в блок G (Plant). Если предварительно созданы модели фильтра и звена в цепи обратной связи, то алгоритм их загрузки такой же, как рассмотренный. По умолчанию передаточные функции этих звеньев устанавливаются единичными. После нажатия кнопки ОК окно загрузки закроется, а в основном окне интерфейса отобразятся полюса передаточной функции объекта и годограф при увеличении коэффициента усиления регулятора. В данном случае имеем два комплексно сопряженных полюса (рис. 3.30):

$$p_{1,2} = -0,2 \pm j31,6228$$

Годограф при увеличении коэффициента усиления представляет собой две вертикальные прямые. Такая система, как известно, обладает сильной колебательностью. В этом легко убедиться, просмотрев переходной процесс и частотные характеристики системы, выполнив команды Analysis/Response to Step и Analysis/Close-Loop Bode.

Для компенсации влияния комплексно-сопряженных полюсов объекта выберем регулятор с передаточной функцией

$$W_R(s) = \frac{s^2 + 0,4s + 1000}{5s} = 0,08 + \frac{200}{s} + 0,2s \quad (3.37)$$

состоящего из пропорционального, интегрального и идеального дифференцирующего звеньев (ПИД-регулятор). Из выражения (3.37) определяем нули и полюсы регулятора

$$z_{1,2} = -0.2 \pm j31.6, p_1 = 0$$

В окне менеджера нужно «кликнуть» мышью на вкладке Compensator Editor и в открывшемся окне (рис. 3.31) вписать в соответствующие поля значения нулей, полюсов и коэффициента усиления регулятора.

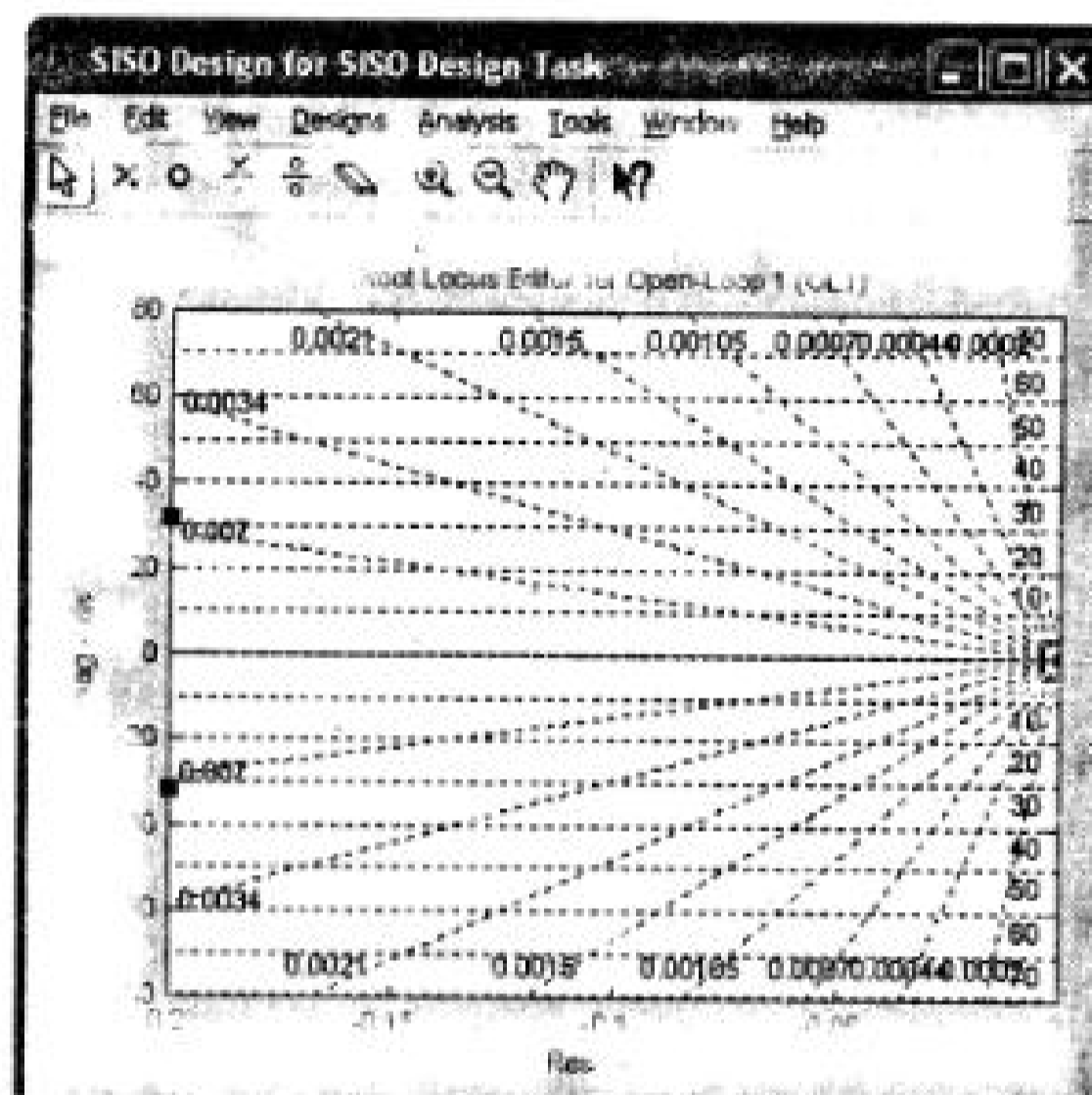


Рис. 3.30. Годограф системы по рис. 3.9

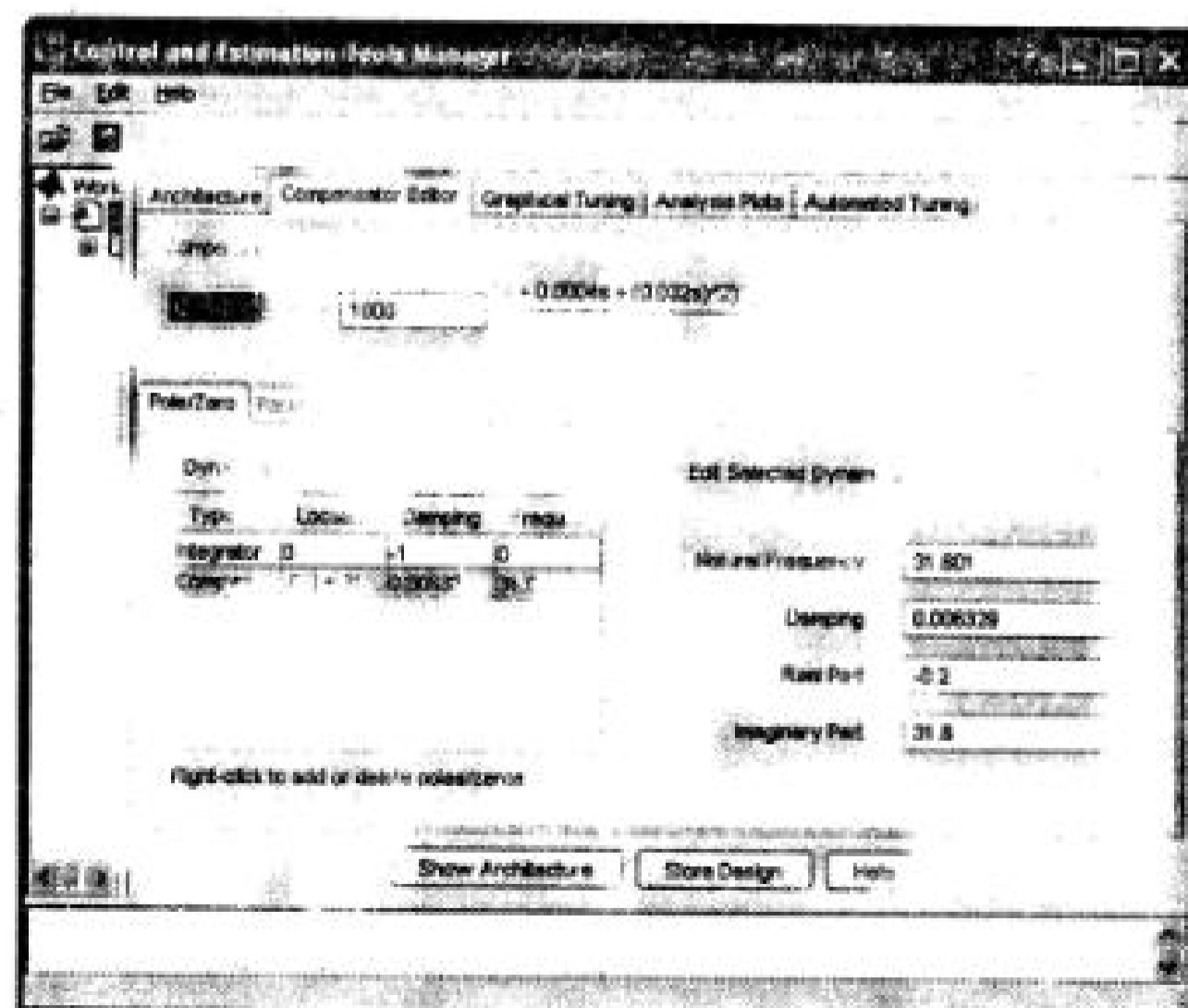


Рис. 3.31. Control and Estimation Tools Manager

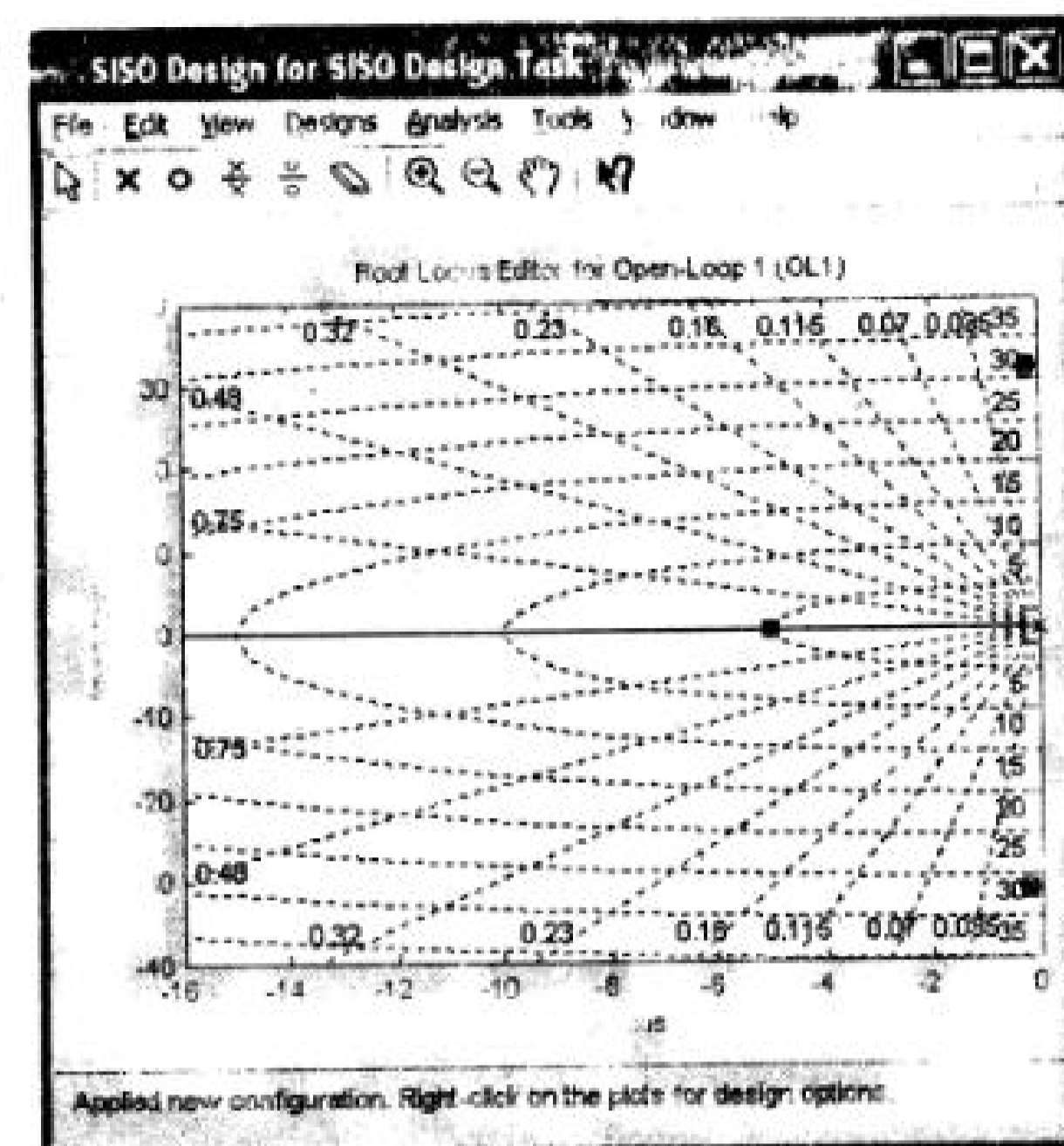


Рис. 3.32. Годограф замкнутой системы

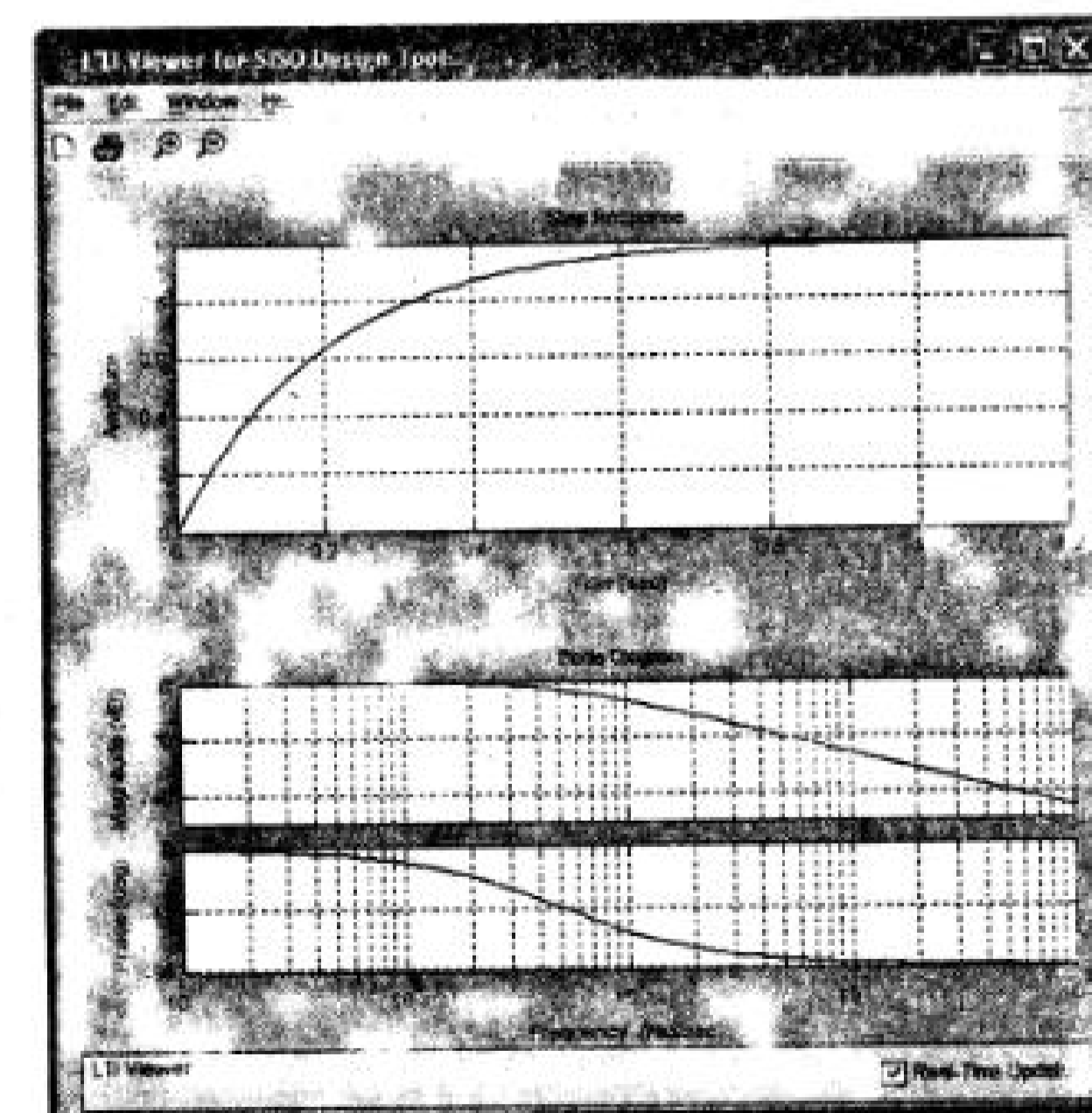


Рис. 3.33. Динамические характеристики замкнутой системы

Теперь окно интерфейса принимает новый вид (рис. 3.32). Комплексно-сопряженные полюса объекта компенсированы нулями регулятора, и в замкнутой системе остался один полюс, годографом которого является отрицательная вещественная полуось комплексной плоскости. Чем больше коэффициент усиления регулятора, тем дальше от мнимой оси располагается корень и тем выше в системе быстродействие.

При выбранном  $K=1000$  переходной процесс в замкнутой системе и ее частотные характеристики показаны на рис. 3.33. Полюс системы можно перемещать мышью и наблюдать изменение параметров переходного процесса и вида частотных характеристик.

**Пример 3.6.** В качестве следующего примера рассмотрим синтез регулятора для звена робота, описание и анализ которого рассмотрен выше.

Загружаем МАТ модель *Robot*, для которой строится годограф (рис. 3.34). Из рис. 3.34 видно, что одна часть годографа находится на отрицательной действительной полуоси, а другая лежит в правой полуплоскости. Система обладает сильной колебательностью и длительным переходным процессом (рис. 3.16). Поскольку добавление нуля смещает весь корневой годограф влево, то добавим ноль в начало координат при этом выберем иную структуру замкнутой системы (верхняя правая, рис. 3.29). Используя графический интерфейс подберем коэффициент усиления звена  $F$  и звена  $C$  так, чтобы перерегулирование не превышало 6%. В окончательном виде передаточные функции звеньев равны  $C(s) = 40s$ ,  $F(s) = 10$ . Переходной процесс и частотные характеристики замкнутой системы представлены на рис. 3.35.

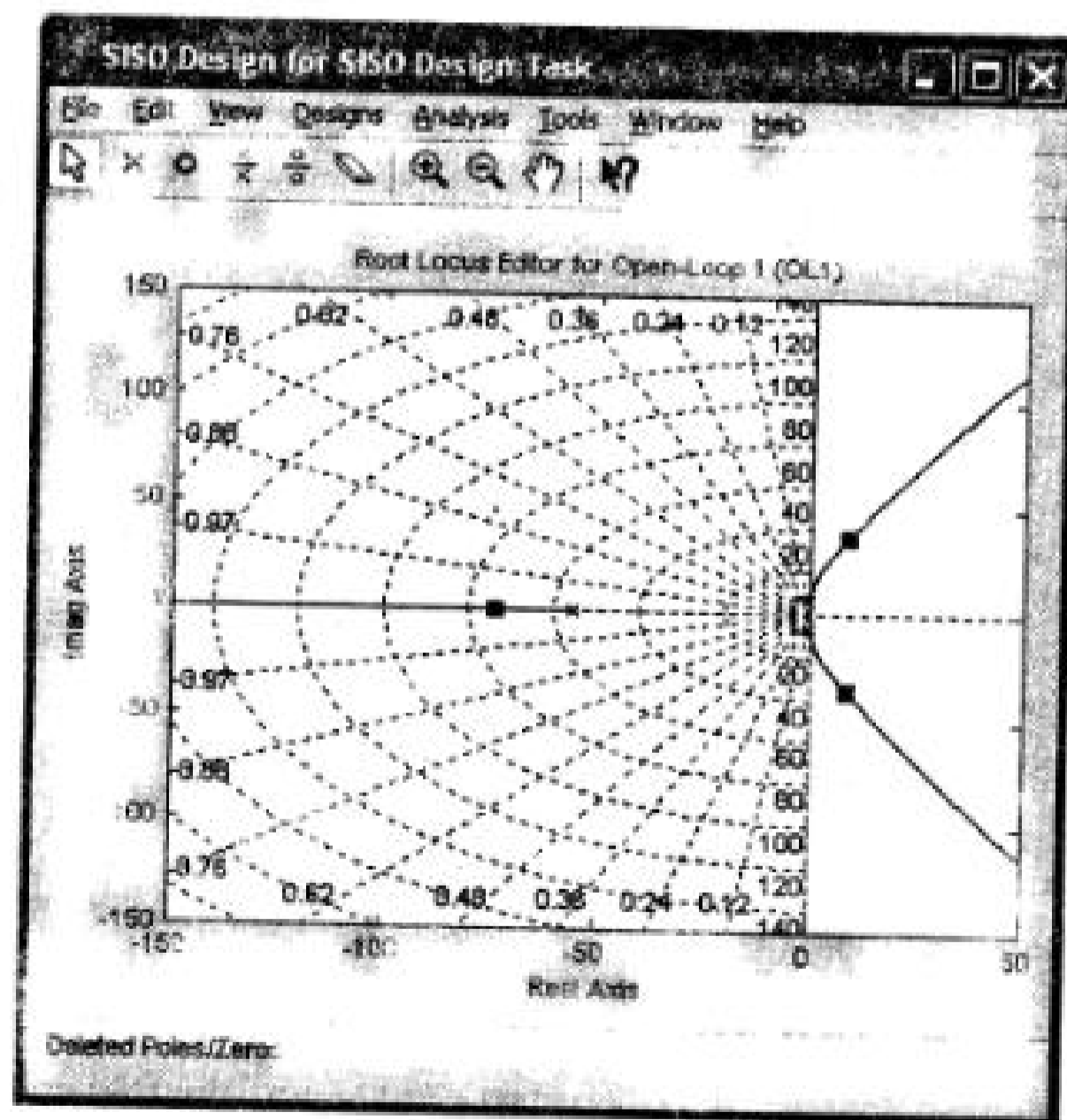


Рис. 3.34. Годограф звена робота

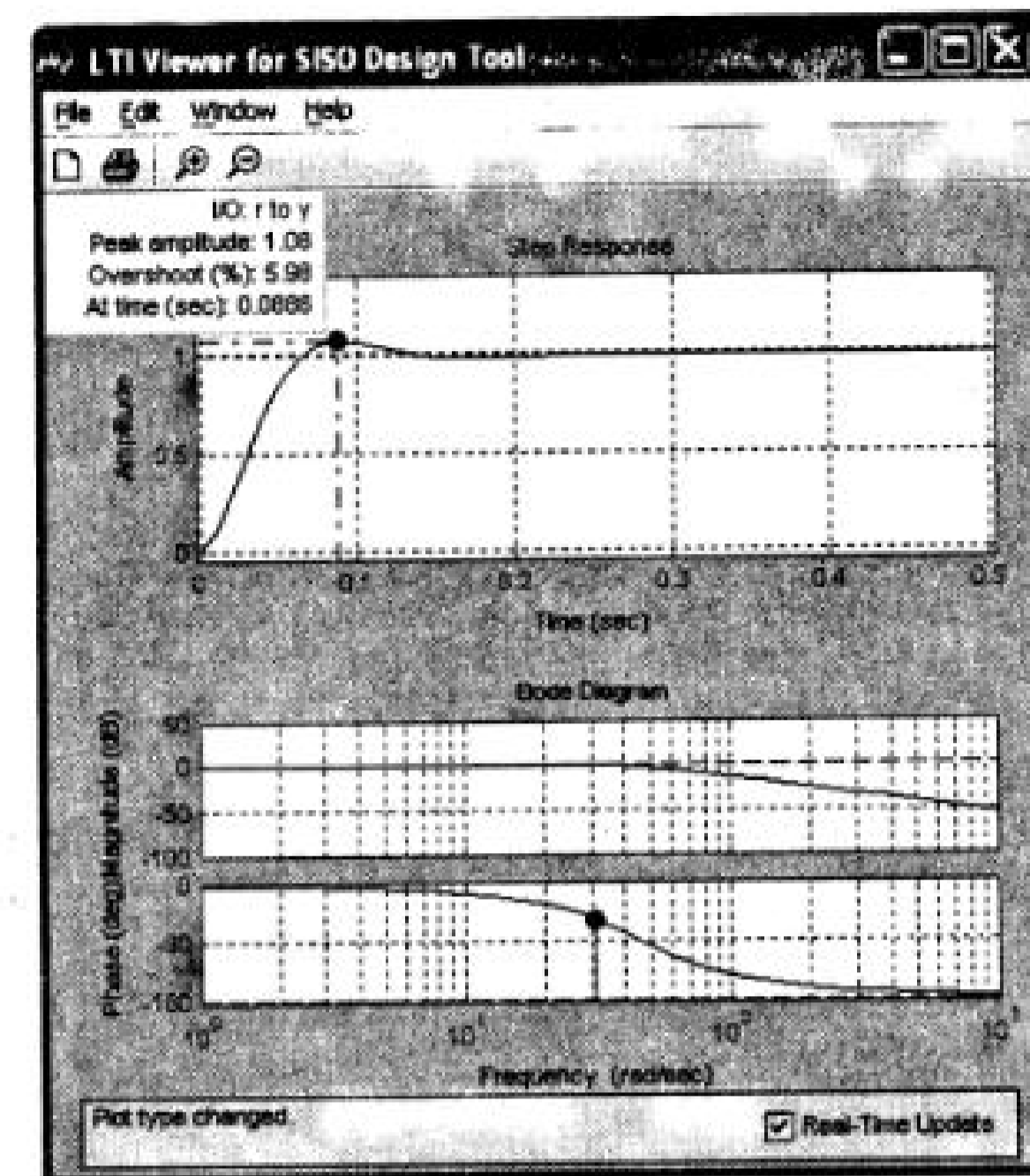


Рис. 3.35. Динамические характеристики замкнутой системы звена робота

### 3.8.3. Синтез непрерывных регуляторов во временной и частотной областях в подчиненных структурах

Из всех способов построения систем мехатроники преимущественное распространение получили системы с подчиненным регулированием. В них объект регулирования по возможности разбивается на ряд динамических звеньев, для каждого из которых синтезируется свой регулятор. На вход  $k$ -ого регулятора с передаточной функцией  $W_p(s)$  подается сигнал с предыдущего регулятора, соответствующий задаваемому уровню регулируемой величины, и сигнал с выхода  $k$ -ого звена системы, отвечающий фактическому уровню. Важным достоинством данной структуры является возможность простыми средствами достичь желаемых динамических характеристик всей системы. Кроме того, подчиненная структура позволяет осуществить ограничение любой из координат системы. Для этого достаточно ограничить задание соответствующей координаты.

Основным преимуществом подчиненной структуры является возможность компенсации возмущений на объект регулирования, которые могут быть вызваны как внешними воздействиями (температура, напряжение питания, момент нагрузки и т. д.), так и внутренними перекрестными связями в многомерных системах.

Обобщенная структурная схема многоконтурной системы подчиненного регулирования представлена на рис. 3.36.

Объект регулирования представлен в виде цепи последовательно соединенных звеньев направленного действия, передаточные функции которых обозначены как  $W_1(s) - W_n(s)$ , где  $n$  - количество звеньев модели объекта.

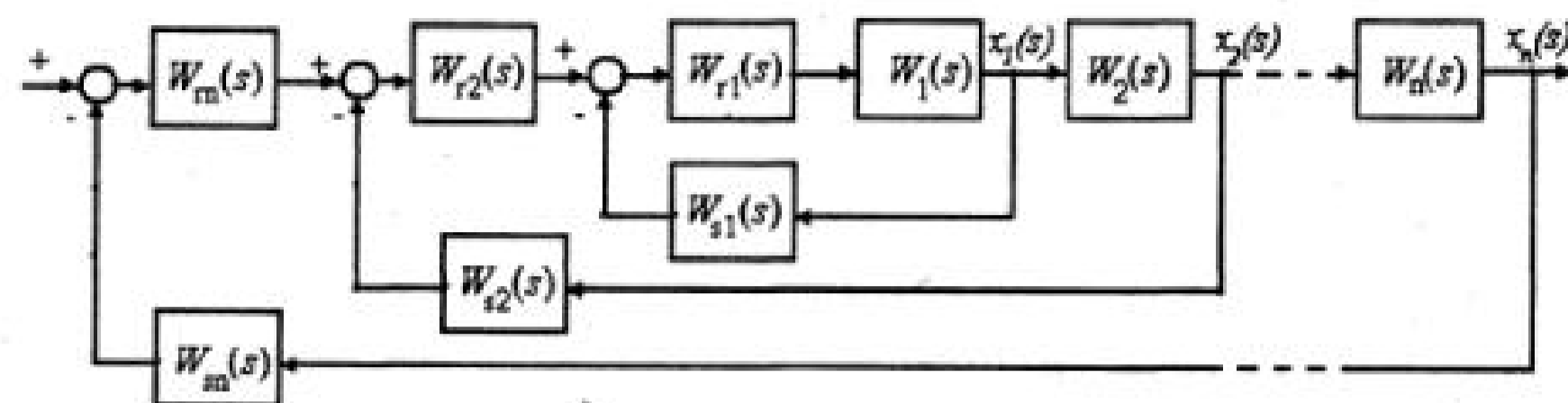


Рис. 3.36. Структурная схема системы с подчиненным регулированием

Разбиение модели объекта на звенья производится с таким расчетом, чтобы выходными величинами звеньев оказались физические величины, представляющие интерес с точки зрения регулирования и контроля. Регулирующая часть системы подчиненного регулирования строится следующим образом.

1. Для каждой из регулируемых величин  $x_1, \dots, x_n$  предусматривается замкнутая САР с регулированием по отклонению.

Каждая САР снабжена индивидуальным регулятором, передаточная функция которого обозначается как  $W_{rk}(s)$  ( $k=1, 2, 3, \dots, n$ ).

Таким образом, количество регуляторов в системе подчиненного регулирования равно количеству выделенных звеньев объекта.

В дальнейшем рассматривается обобщенный ПИД-регулятор с реальным дифференцирующим звеном, передаточная функция этого регулятора определяется выражением:

$$W_p(s) = k_{\Pi} + \frac{k_{\text{И}}}{s} + \frac{k_{\text{Д}}s}{T_{\text{Д}}s + 1} \quad (3.38)$$

Регуляторы типа П, ПИ, ПД являются частными случаями обобщенного регулятора при равенстве нулю соответствующих коэффициентов.

Для формирования сигнала обратной связи в каждой из САР предусматривается датчик соответствующей регулируемой величины, передаточная функция которого на рис. 3.36 обозначена как  $W_{sk}(s)$ .

2. Подобно звеньям объекта регуляторы соединяются между собой последовательно, но в обратном порядке по отношению к порядку связи звеньев объекта.

Каждый последующий регулятор вырабатывает задание для предыдущего регулятора.

Задача синтеза заключается в определении структуры и параметров контурных регуляторов.

Синтез осуществляется по так называемой стандартной методике и заключается в следующем:

1. Синтез регуляторов производится последовательно, начиная с регулятора внутреннего контура. После этого синтезируются регуляторы промежуточных контуров и, наконец, регулятор внешнего контура.

2. Каждый контурный регулятор выполняется в виде последовательного корректирующего устройства, обеспечивающего желаемые свойства данной локальной системы регулирования. Регулятор строится с таким расчетом, чтобы своим действием он:

- а) компенсировал действие (и прежде всего проявление инерционности) звена объекта, попадающего в данный контур;
- б) обеспечивал по возможности астатизм системы по управляющему воздействию;
- в) обеспечивал оптимизацию процессов регулирования по выбранному критерию.

Основное назначение регуляторов состоит в придании замкнутой системе заданных динамических характеристик, которые, как это отмечено выше, в определенной степени стандартизированы.

Таким образом, на каждом этапе синтеза регуляторов проектировщик имеет дело со структурой, которая показана на рис. 3.37.

В этой структуре необходимо выбрать тип регулятора и рассчитать его параметры, при которых замкнутая система удовлетворяет определенным динамическим требованиям. Далее рассматриваются системы, в которых звено в цепи обратной связи является безинерционным  $W_{oc}(s) = K_{oc}$ , т. к. инерционностью датчиков в цепях обратной связи обычно можно пренебречь.

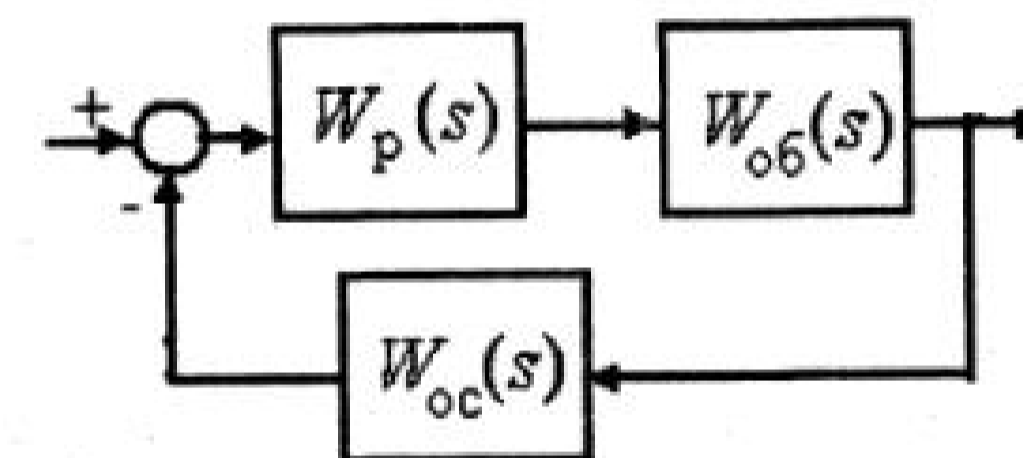


Рис. 3.37. Обобщенная структура

Передаточную функцию объекта в структуре рис. 3.37 всегда можно представить динамическим звеном не выше второго порядка. Возможные варианты описания конечной передаточной функции  $W_{oc}(s)$  представлены в первом столбце таблицы 3.2

1. Регулятор в структуре (рис. 3.37) может быть синтезирован двояким способом. В первом случае он компенсирует одну (большую) постоянную времени объекта. Такие регуляторы в таблице обозначены как регуляторы первого типа.

Во втором случае он компенсирует обе постоянные времени объекта. Такие регуляторы в таблице 3.2. обозначены как регуляторы второго типа.

Передаточная функция объекта	$\frac{K_{об}}{T_2 s(T_1 s + 1)}$	$\frac{K_{об}}{(T_2 s + 1)(T_1 s + 1)}$	$\frac{K_{об}}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1}$
Передаточная функция регулятора 1-го типа	П регулятор $k_p$	ПИ регулятор $\frac{k_p(T_2 s + 1)}{T_2 s}$ $k_p = k_{\Pi}, k_{\text{И}} = \frac{k_p}{T_2}$	
Передаточная функция замкнутой системы	$\frac{\frac{K_p K_{об}}{T_1 T_2}}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2}$ $2\xi \omega_0 = \frac{1}{T_1}$ $\omega_0^2 = \frac{K_p K_{об} K_{ос}}{T_1 T_2}$	$\frac{\frac{K_p K_{об}}{T_1 T_2}}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2}$ $2\xi \omega_0 = \frac{1}{T_1}$ $\omega_0^2 = \frac{K_p K_{об} K_{ос}}{T_1 T_2}$	
Передаточная функция регулятора 2-го типа	ПД регулятор $\frac{k_p(T_1 s + 1)}{(T_D s + 1)}$ $k_p = k_{\Pi}$ $T_1 = \frac{k_{\Pi} T_D + k_D}{k_{\Pi}}$	ПИД регулятор $\frac{k_p(T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2)s + 1)}{s(T_D s + 1)}$ $k_p = k_{\text{И}}$ $T_1 T_2 = \frac{k_{\Pi} T_D + k_D}{k_{\text{И}}}$ $T_1 + T_2 = \frac{k_{\text{И}} T_D + k_{\Pi}}{k_{\text{И}}}$	ПИД регулятор $\frac{k_p(T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1)}{s(T_D s + 1)}$ $k_p = k_{\text{И}}$ $T^2 = \frac{k_{\Pi} T_D + k_D}{k_{\text{И}}}$ $2\xi T = \frac{k_{\text{И}} T_D + k_{\Pi}}{k_{\text{И}}}$
Передаточная функция замкнутой системы	$\frac{\frac{k_p k_{об}}{T_D T_2}}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2}$ $2\xi \omega_0 = \frac{1}{T_D}$ $\omega_0^2 = \frac{K_p K_{об} K_{ос}}{T_D T_2}$	$\frac{\frac{k_p k_{об}}{T_D}}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2}$ $2\xi \omega_0 = \frac{1}{T_D}$ $\omega_0^2 = \frac{K_p K_{об} K_{ос}}{T_D}$	$\frac{\frac{k_p k_{об}}{T_D}}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2}$ $2\xi \omega_0 = \frac{1}{T_D}$ $\omega_0^2 = \frac{K_p K_{об} K_{ос}}{T_D}$

Таблица 3.2.

Передаточные функции замкнутых систем с различными типами регуляторов помещены в соответствующие ячейки таблицы.

Из таблицы видно, что замкнутые системы с рассмотренными передаточными функциями объекта описываются также звеньями второго порядка.

Динамическое звено второго порядка можно принять за базу при проектировании мехатронной системы любой сложности.

Из уравнений, приведенных в таблице 3.2, видно, что параметры замкнутых систем вычисляются по аналогичным формулам. Это позволяет осуществлять обобщенный синтез регуляторов для систем, передаточные функции которых могут быть сведены к выражениям, приведенным в таблице 3.2. Для реализации обобщенного синтеза этих систем введем в рассмотрение относительные единицы для коэффициента передачи регулятора и резонансной частоты.

$$\bar{K}_p = \frac{K_p}{K_{кр}}, \quad \bar{\omega}_0 = \omega_0 T_1, \quad (3.39)$$

где  $K_{кр}$  находится из выражений таблицы 3.2 при  $\xi = 1$ . В этом случае параметры всех систем второго порядка (табл. 3.2) опишутся уравнениями

$$2\xi \bar{\omega}_0 = 1, \quad (3.40)$$

$$\bar{\omega}_0^2 = \frac{1}{4} \bar{K}_p$$

Уравнения (3.40) позволяют рассчитать обобщенные динамические характеристики замкнутых систем второго порядка в зависимости от относительного коэффициента усиления регулятора.

$$\text{Резонансная частота } \bar{\omega}_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\bar{K}_p}. \quad (3.41)$$

$$\text{Коэффициент затухания в системе } \xi = \frac{1}{\sqrt{\bar{K}_p}}. \quad (3.42)$$

$$\text{Перерегулирование в системе } \delta = \exp\left(-\pi \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right) = \exp\left(\frac{-\pi}{\sqrt{\bar{K}_p}-1}\right) \quad (3.43)$$

При изменении коэффициента усиления регулятора изменяются все обобщенные параметры замкнутой системы. Эти зависимости показаны на рис. 3.38.

По зависимостям (рис. 3.38) и таблице 3.2 можно для любого объекта второго порядка, исходя из требуемых динамических характеристик к замкнутой системе, определить структуру и параметры регулятора.

**Пример 3.7.** Рассмотрим синтез регулятора для объекта с передаточной функцией  $\frac{K_{об}}{(T_2 s + 1)(T_1 s + 1)}$  с параметрами:  $K_{об} = 10$ ,  $T_1 = 0,01 \text{ с.}$ ,  $T_2 = 0,1 \text{ с.}$ ,  $\tau_k = 0,1$ .

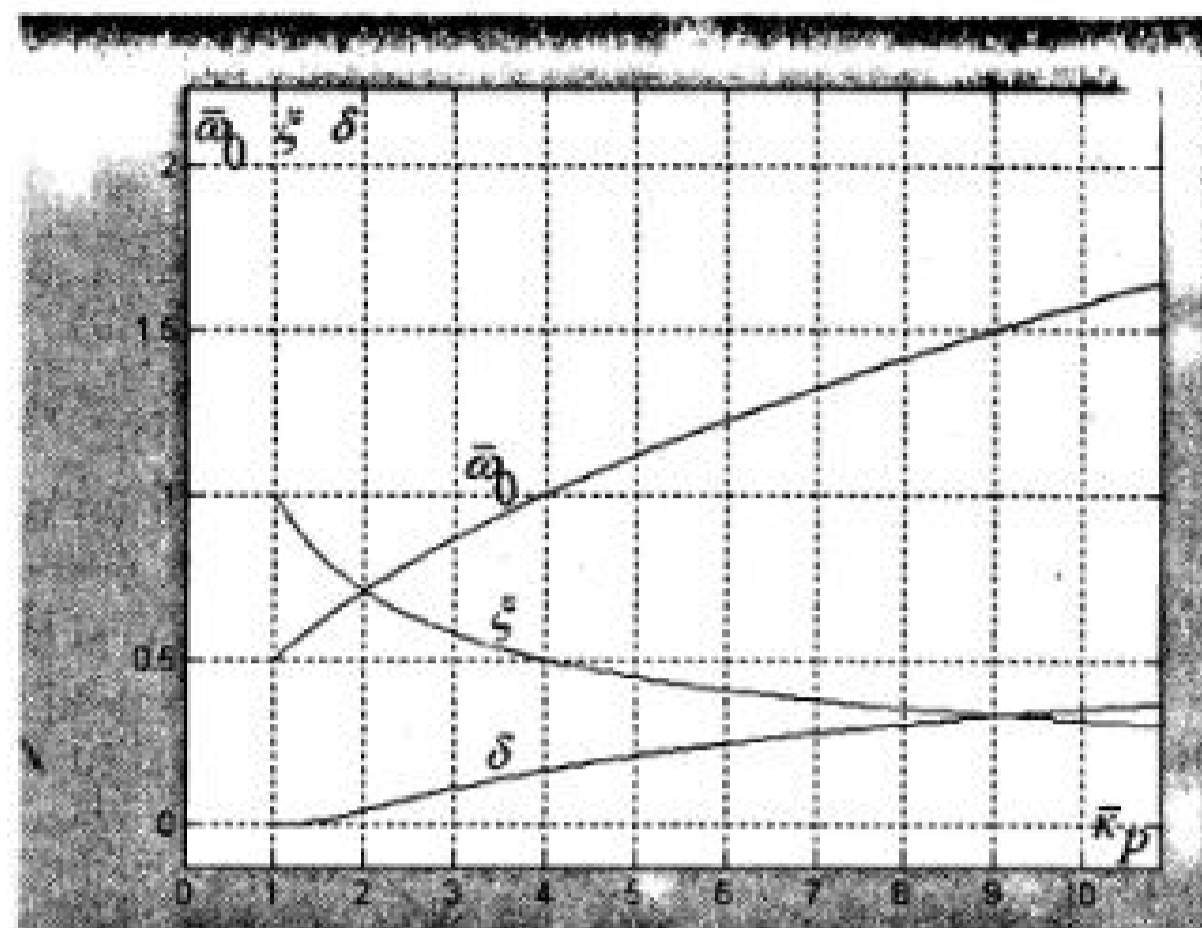


Рис. 3.38. Обобщенные динамические параметры замкнутых систем второго порядка

Выбираем регулятор первого типа (табл. 3.2) с передаточной функцией

$$W_p(s) = \frac{k_p(T_2s + 1)}{T_2s}$$

Зададимся в замкнутой системе коэффициентом затухания  $\xi = 0,5$  (перерегулирование,  $\delta \approx 20\%$ ) и по графику рис. 3.38 определим относительный коэффициент усиления регулятора  $\bar{k}_p = 4$ . Далее, вычислив критический коэффициент усиления

регулятора (табл. 3.2)  $k_{kp} = \frac{T_2}{4T_1k_{oc}k_{oc}} = 2,5$ , определим коэффициент усиления

регулятора, придающий замкнутой системе заданные качества  $k_p = \bar{k}_p k_{kp} = 10$ . Модель замкнутой системы представлена файлом (*Trans\_Func1*), (рис. 3.39), динамические характеристики, полученные на этой модели, показаны на рис. 3.40.

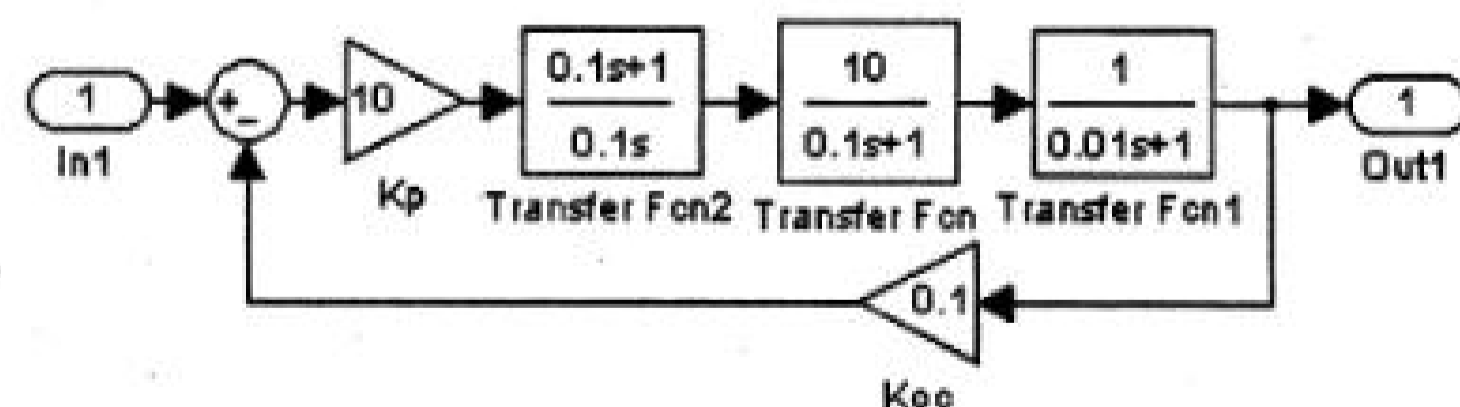


Рис. 3.39. Simulink — модель замкнутой системы

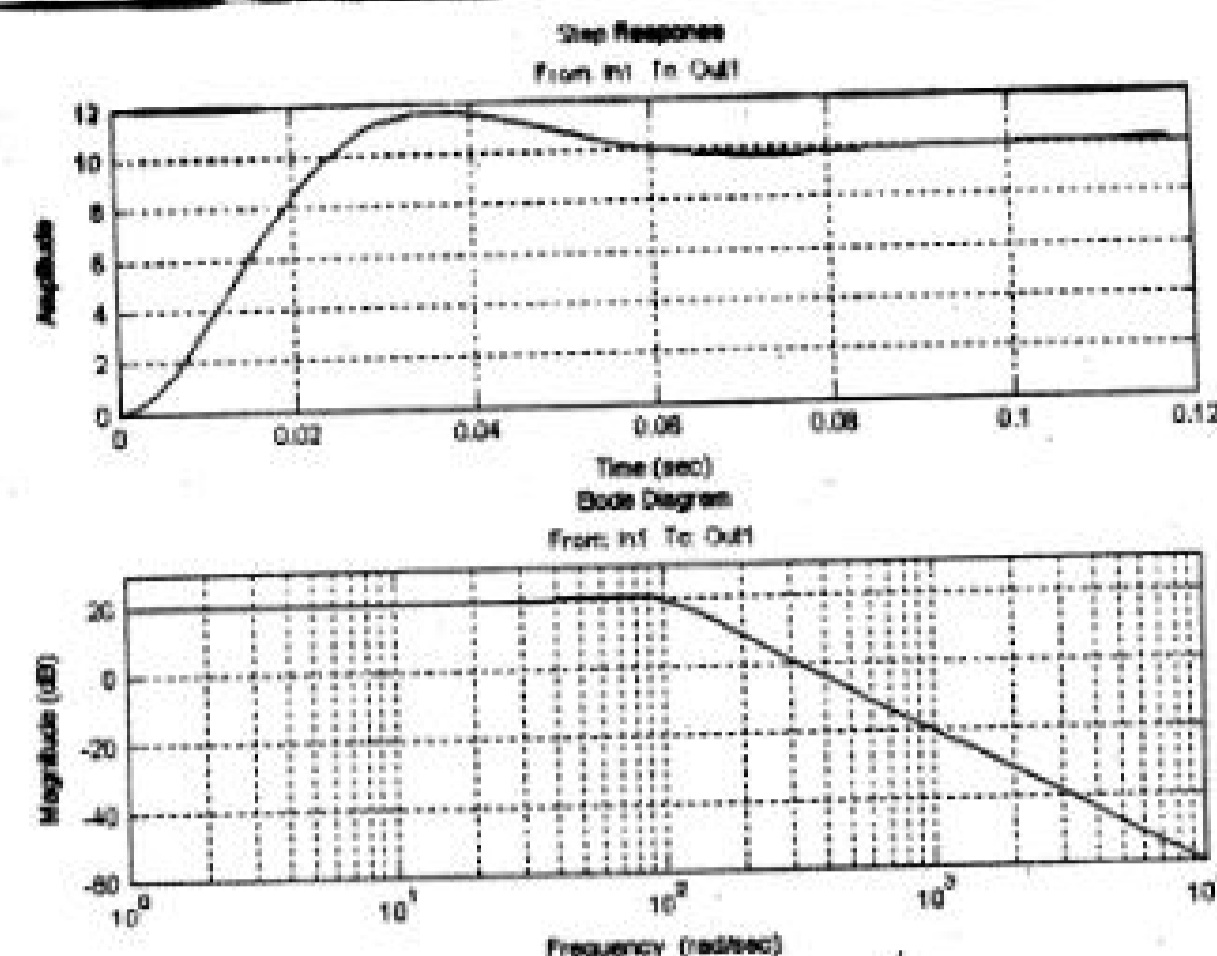


Рис. 3.40. Динамические характеристики замкнутой системы

**Пример 3.8.** Объект регулирования описывается передаточной функцией  $W_{oc}(s) = \frac{k_{oc}}{T_{oc}^2s^2 + 2T_{oc}\xi s + 1}$  с параметрами  $T_{oc} = 0,05c.$ ,  $\xi = 0,707$ ,  $k_{oc} = 2$ .

Для управления таким объектом синтезируем ПИД регулятор с реальным дифференцирующим звеном  $W_p(s) = \frac{k_p(T_{oc}^2s^2 + 2T_{oc}\xi s + 1)}{s(T_Ds + 1)}$  (табл. 3.2), параметры

которого должны удовлетворять условиям:  $\frac{k_p T_D + k_D}{k_I} = T_{oc}^2$ ,  $\frac{k_I T_D + k_P}{k_I} = 2\xi T_{oc}$

Откуда  $k_I = k_p$ ,  $k_P = k_I(2\xi T_{oc} - T_D)$ ,  $k_D = k_I T_{oc}^2 - k_P T_D$ .

Задавшись  $T_D = 0,01c. < 2\xi T$ ,  $k_{oc} = 1$ , рассчитаем параметры ПИД регулятора для реализации в замкнутой системе технического оптимума  $\bar{k}_p = 2$  (рис. 3.38)

определим из таблицы. 3.2

$$k_{kp} = \frac{1}{4T_D k_{oc} k_{oc}} = 12,5, \quad k_p = \bar{k}_p k_{kp} = 25, \quad k_I = 1,5, \quad k_D = 0,0475$$

Модель замкнутой системы (файл *Trans\_Func2*) показана на рис. 3.41.

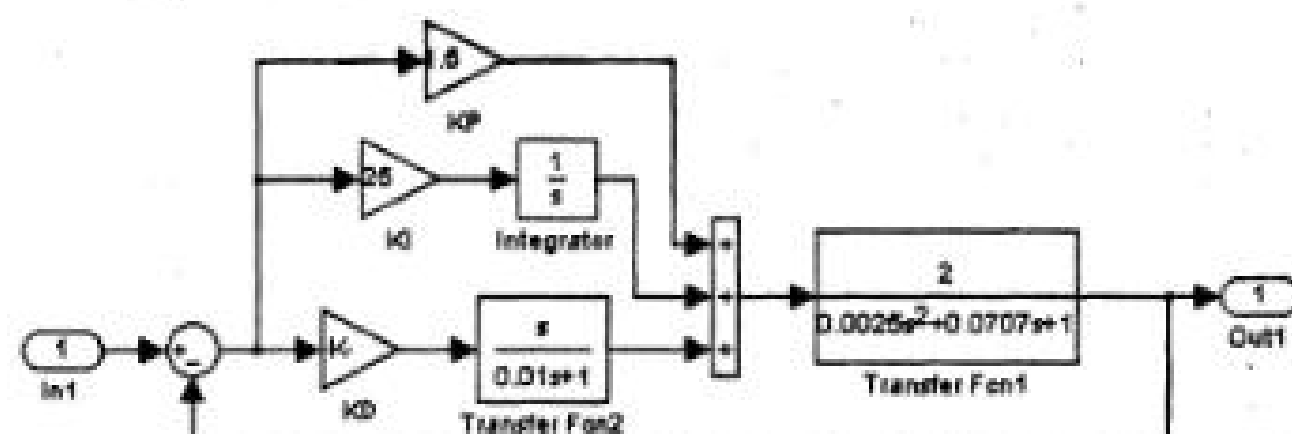


Рис. 3.41. Модель замкнутой системы с ПИД-регулятором

Переходной процесс и амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы приведены на рис. 3.42.

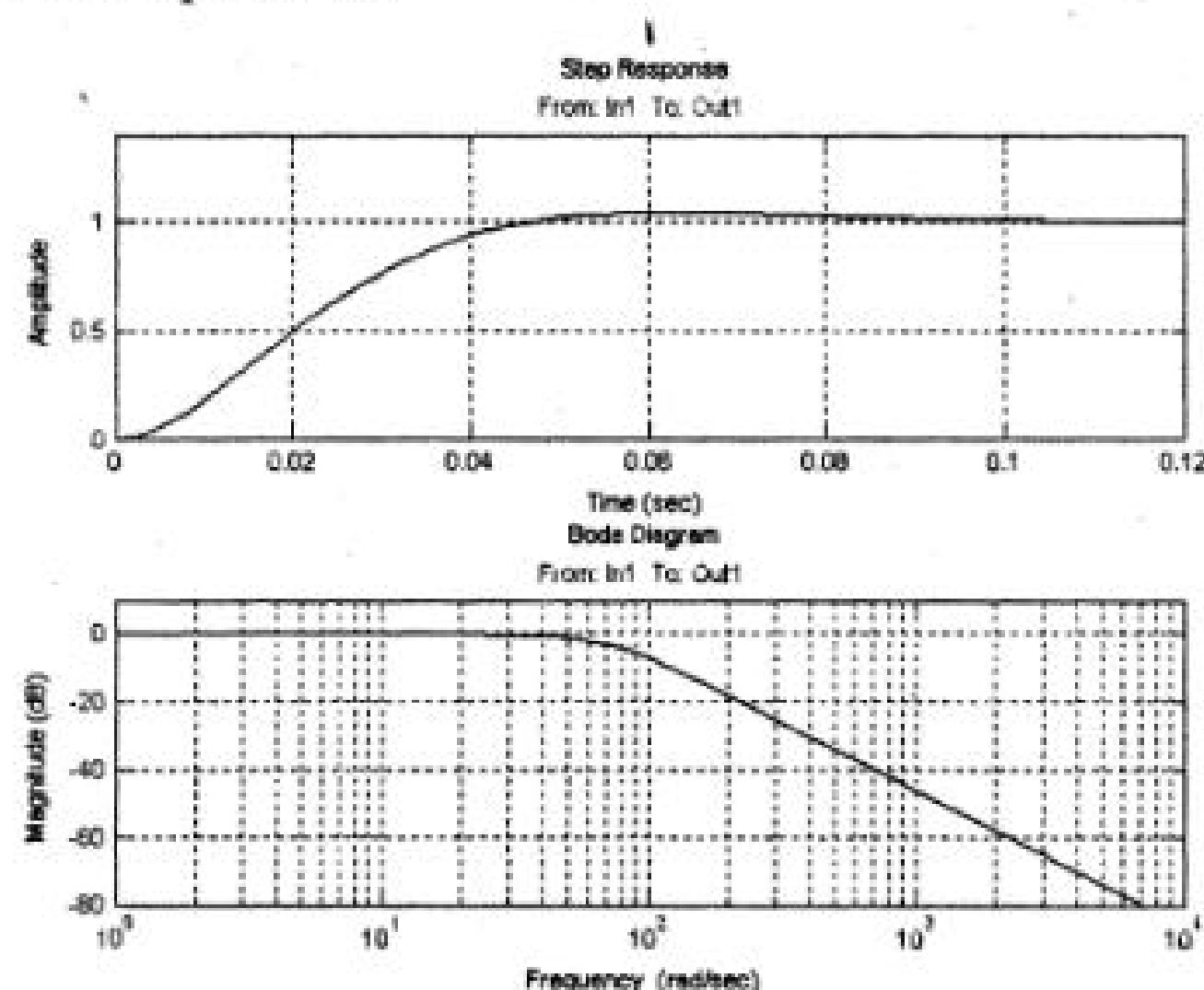


Рис. 3.42. Динамические характеристики замкнутой системы

**Оптимум по модулю (технический оптимум) в замкнутом контуре имеет место при  $\bar{k}_p = 2$ , в точке пересечения кривых  $\bar{\omega}_0 = f(\bar{k}_p)$ ,  $\xi = f(\bar{k}_p)$ .**

**Этот критерий принят за основной при синтезе регуляторов в мехатронных системах постоянного и переменного тока (гл. 7, 8, 9).**

## Выводы:

1. Объект регулирования в подчиненной структуре всегда может быть представлен звеном второго порядка. Это представление может быть реализовано либо обоснованным понижением порядка дифференциального уравнения, описывающего объект, либо разбиением объекта на звенья.

2. Замкнутый контур в подчиненной структуре также всегда может быть представлен звеном второго порядка, параметры которого отличаются от параметров объекта в этом контуре.

3. В качестве эталона (стандарта) динамических показателей в замкнутой структуре выбраны показатели, отвечающие оптимуму по модулю (техническому оптимуму). Этот выбор совсем не означает то, что технический оптимум всегда в наилучшей степени отвечает требованиям. Он означает лишь то обстоятельство, что при построении модели исследователь должен иметь дело с конкретными цифровыми значениями.

4. В разработанной модели регулятор можно легко рассчитать на любой выбранный критерий.

### 3.9. Преобразование непрерывных регуляторов к цифровым аналогам

Определение параметров цифрового регулятора осуществляется путем пересчета параметров синтезированного непрерывного регулятора.

Замена непрерывного регулятора эквивалентным цифровым в [29] назван переоборудованием. Этот термин в наибольшей степени отражает суть осуществляемых преобразований в синтезируемой мехатронной системе.

Идея переоборудования поясняется рис. 3.43. Здесь замкнутая система с непрерывным объектом управления  $W_o(s)$  и синтезированным непрерывным регулятором с передаточной функцией  $W_p(s)$  (рис. 3.43, а) переоборудуется к системе с цифровым регулятором  $W_p(z)$  и фиксатором вычисленных значений ЦАП с передаточной функцией  $W_{zo}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$ .

передающей функцией  $W_{zo}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$ .

Переоборудование базируется на представлении интеграла суммой. Эта сумма может быть вычислена различными способами.

Рассмотрим способы численного интегрирования, которые использованы в среде MATLAB-Simulink.

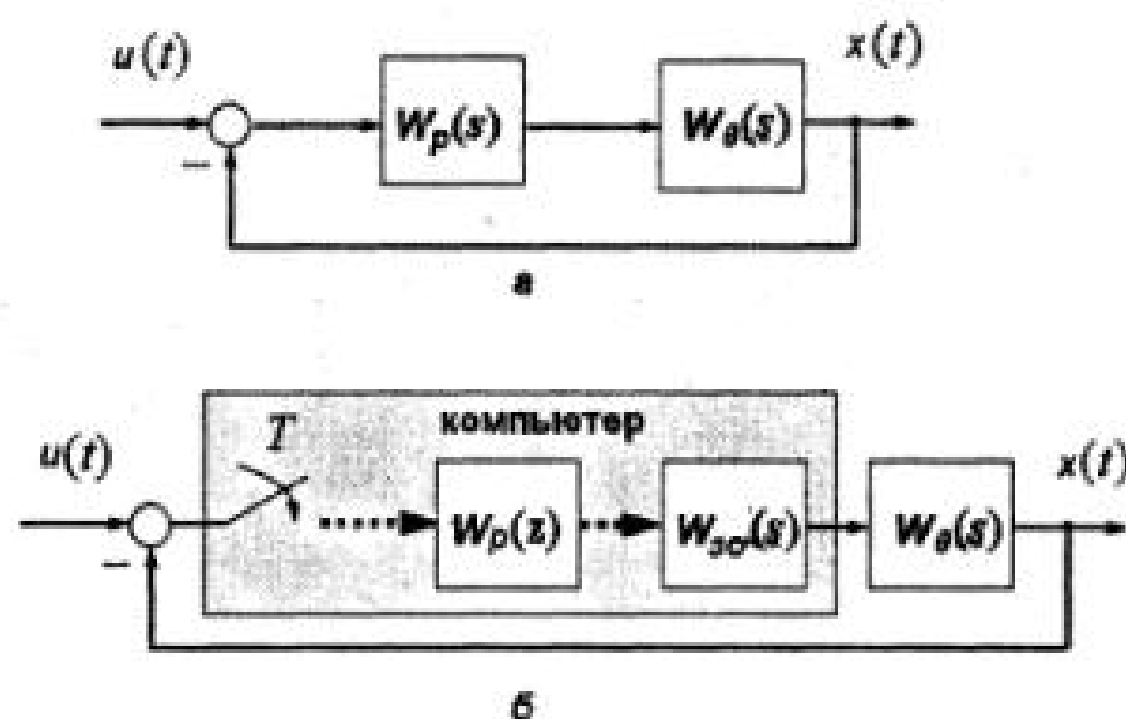


Рис. 3.43. Функциональные схемы непрерывной и дискретной системы

#### Прямой метод Эйлера.

Прямой метод Эйлера демонстрирует рис. 3.44. Значение выходного сигнала в момент  $t=nT$  здесь находится из выражения

$$x[nT] = x[(n-1)T] + T \cdot u[(n-1)T]. \quad (3.44)$$

При подстановке оператора запаздывания в выражение (3.44), получим:

$$x[nT] = x[nT] \cdot z^{-1} + T \cdot u[nT] \cdot z^{-1}; \quad (3.45)$$

Сигнал на выходе может быть представлен в виде:

$$x[nT] = \frac{T}{z-1} u[nT]. \quad (3.46)$$

Таким образом при использовании прямого метода Эйлера осуществляется замена переменной.

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T}{z-1}; \text{ или } s \approx \frac{z-1}{T} \quad (3.47)$$

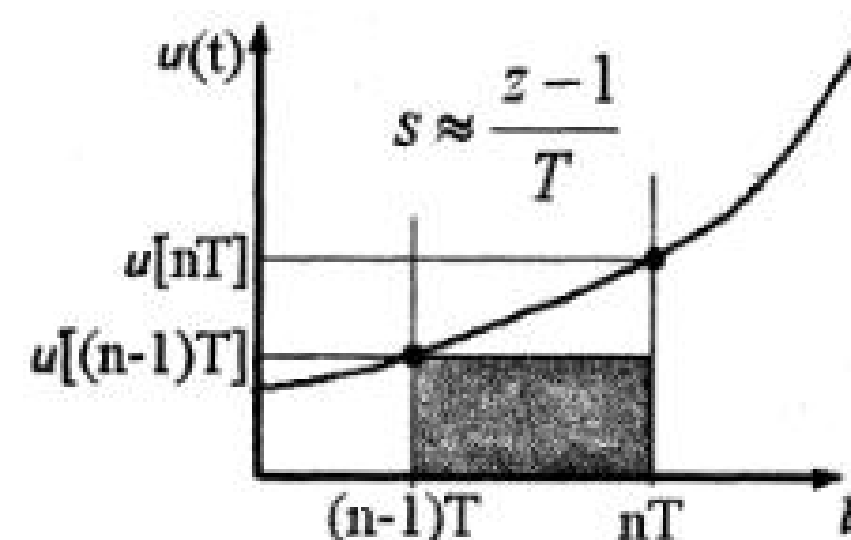


Рис. 3.44. Интегрирование по прямому методу Эйлера

#### Обратный метод Эйлера.

Рассмотрим другой пример, когда аппроксимирующая функция характеризуется «перебором» значений, как это показано на рис. 3.45.

Значение выходного сигнала в момент  $t=nT$  здесь находится из выражения

$$x[nT] = x[(n-1)T] + T \cdot u[nT]. \quad (3.48)$$

При подстановке оператора запаздывания получим:

$$x[nT] = x[nT] \cdot z^{-1} + T \cdot u[nT]. \quad (3.49)$$

Сигнал на выходе может быть представлен в виде:

$$x[nT] = \frac{Tz}{z-1} u[nT]. \quad (3.50)$$

Таким образом при использовании обратного метода Эйлера осуществляется замена переменной

$$\frac{1}{s} \approx \frac{Tz}{z-1}; \text{ или } s \approx \frac{z-1}{Tz} \quad (3.51)$$

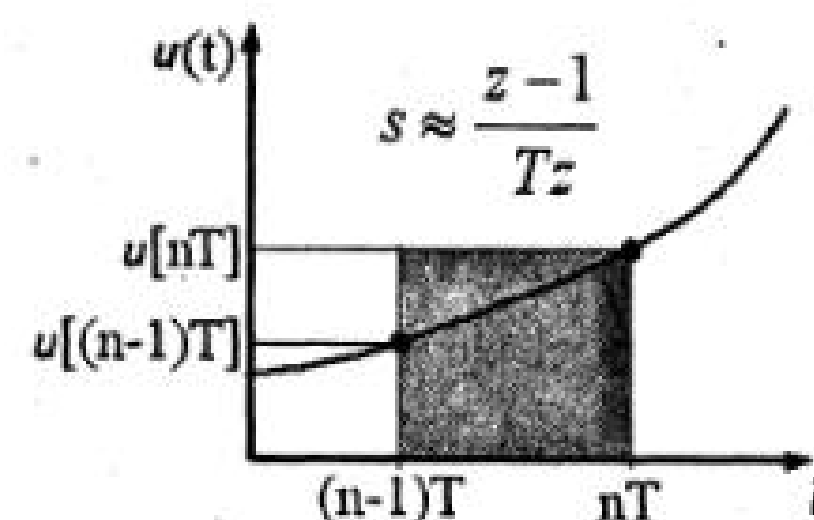


Рис. 3.45. Интегрирование по обратному методу Эйлера

### Метод трапеций.

В пакете Simulink используется еще одна (трапецеидальная) аппроксимирующая функция (метод Тастина) (рис. 3.46).

Значение выходного сигнала в момент  $t=nT$  здесь находится из выражения

$$x[nT] = x[(n-1)T] + \frac{T}{2} (u[nT] + u[(n-1)T]). \quad (3.52)$$

Сигнал на выходе может быть представлен в виде:

$$x[nT] = \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} u[nT] = \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} u[nT]. \quad (3.53)$$

В этом случае аналогом оператора интегрирования  $\frac{1}{s}$  является оператор

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T(z+1)}{2(z-1)}; \quad \text{или} \quad s \approx \frac{2(z-1)}{T(z+1)}. \quad (3.54)$$

Таким образом, ту роль, которую в непрерывных системах играет оператор интегрирования  $\frac{1}{s}$ , в дискретных системах играет оператор  $\frac{T}{z-1}$ , либо  $\frac{zT}{z-1}$ , либо  $\frac{T(z+1)}{2(z-1)}$  в зависимости от выбора способа численного интегрирования.

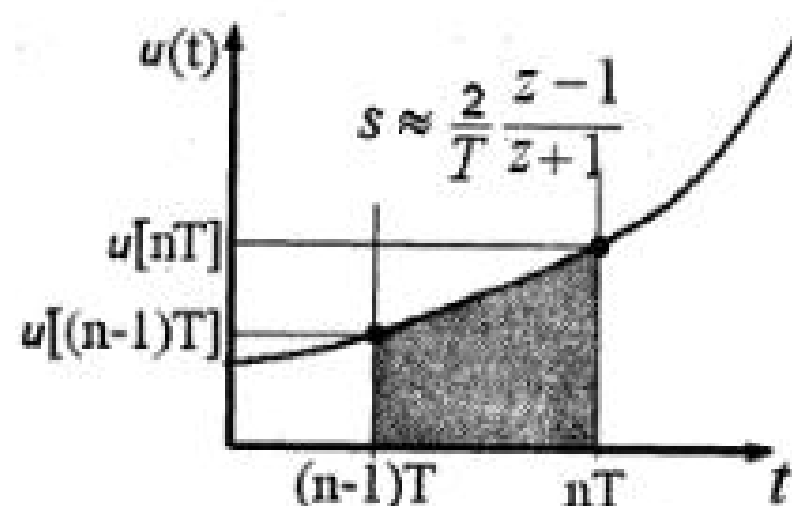


Рис. 3.46. Интегрирование по методу трапеций

Если известна операторная передаточная функция непрерывного регулятора, то, используя различные методы численного интегрирования, можно определить передаточную функцию цифрового регулятора.

Заметим, что последняя зависит не только от способа численного интегрирования, но и от значения периода дискретизации  $T$ .

В дальнейшем переоборудование непрерывного регулятора будем рассматривать на примере обобщенного ПИД-регулятора с реальным дифференцирующим звеном, передаточная функция которого имеет вид  $W_p(s) = k_{\Pi} + \frac{k_{\text{И}}}{s} + \frac{k_D s}{T_D s + 1}$ , при

этом для дифференцирующего звена должно выполняться неравенство  $T < T_D$ .

При переоборудовании используется несколько методов представления операторной функции.

### 3.9.1. Метод параллельного программирования

При использовании метода параллельного программирования каждое отдельное слагаемое в операторной функции заменяется ее дискретным аналогом с их последующим параллельным суммированием. Эти преобразования помещены в таблицу 3.3.

	Прямой метод Эйлера	Обратный метод	Метод трапеций
$K_{\Pi}$	$x[n] = k_{\Pi} \cdot u[n]$	$x[n] = k_{\Pi} \cdot u[n]$	$x[n] = k_{\Pi} \cdot u[n]$
$\frac{K_{\text{И}}}{s}$	$x[n] = k_{\text{И}} T \cdot \frac{z^{-1} \cdot u[n]}{1 - z^{-1}}$	$x[n] = k_{\text{И}} T \cdot \frac{u[n]}{1 - z^{-1}}$	$x[n] = \frac{k_{\text{И}} T}{2} \cdot \frac{(1 + z^{-1}) \cdot u[n]}{1 - z^{-1}}$
$\frac{K_D s}{T_D s + 1}$	$x[n] = \frac{k_D}{T_D} \cdot \frac{(1 - z^{-1}) \cdot u[n]}{1 - z^{-1} + \frac{T}{T_D} z^{-1}}$	$x[n] = \frac{k_D}{T_D} \cdot \frac{(1 - z^{-1}) \cdot u[n]}{1 - z^{-1} + \frac{T}{T_D}}$	$x[n] = \frac{k_D}{T_D} \times \frac{(1 - z^{-1}) \cdot u[n]}{\left(1 + \frac{T}{2T_D}\right) + z^{-1} \left(\frac{T}{2T_D} - 1\right)}$

Таблица 3.3.

На рис. 3.47 представлены модели И регулятора, реализованные тремя методами (файл *I\_z\_Reg*) в соответствии с уравнениями табл. 3.3 для  $K_{\text{И}}=2$ ,  $T=0,5$ , на рис. 3.48 показаны процессы на выходе этих регуляторов при скачкообразном входном сигнале.

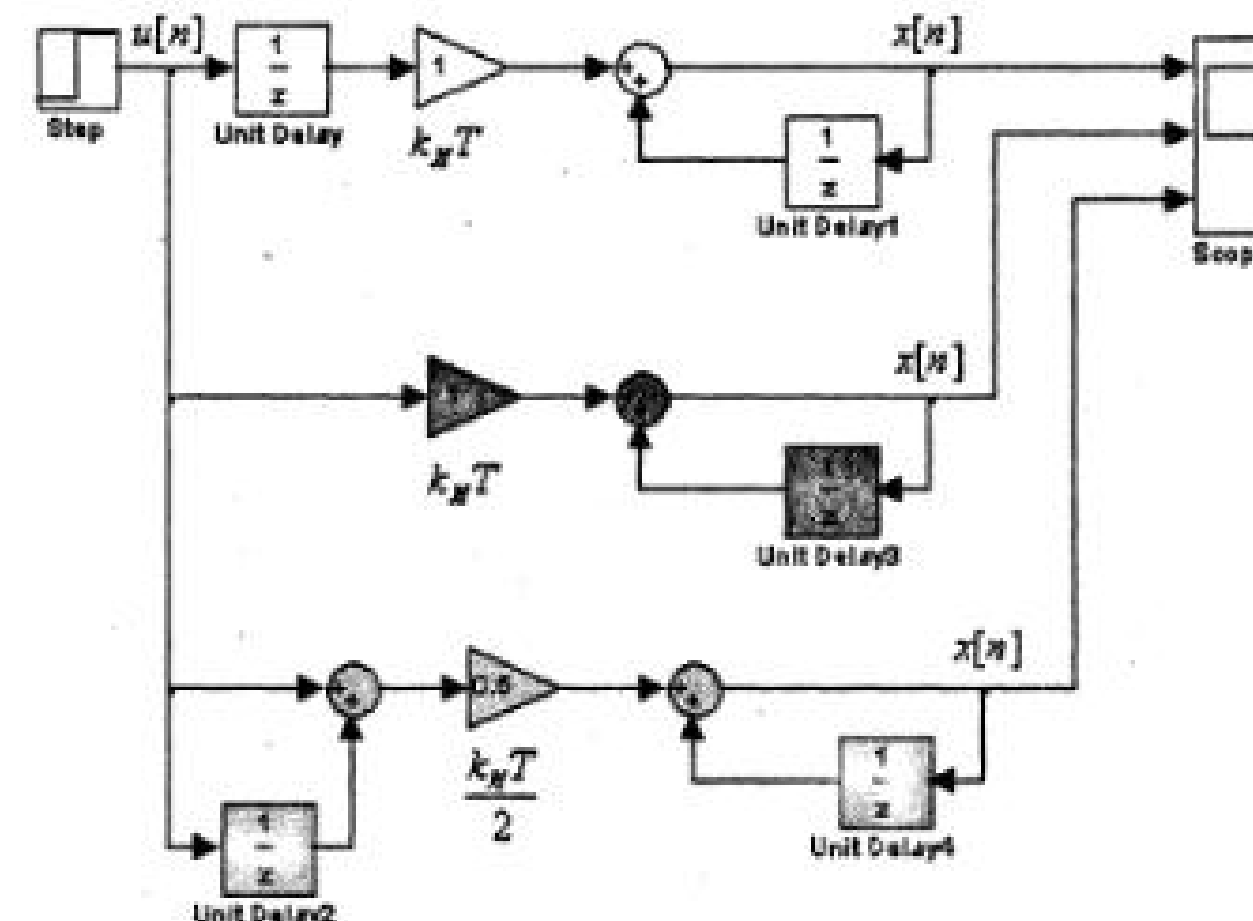


Рис. 3.47. Структурные схемы цифровых И-регуляторов

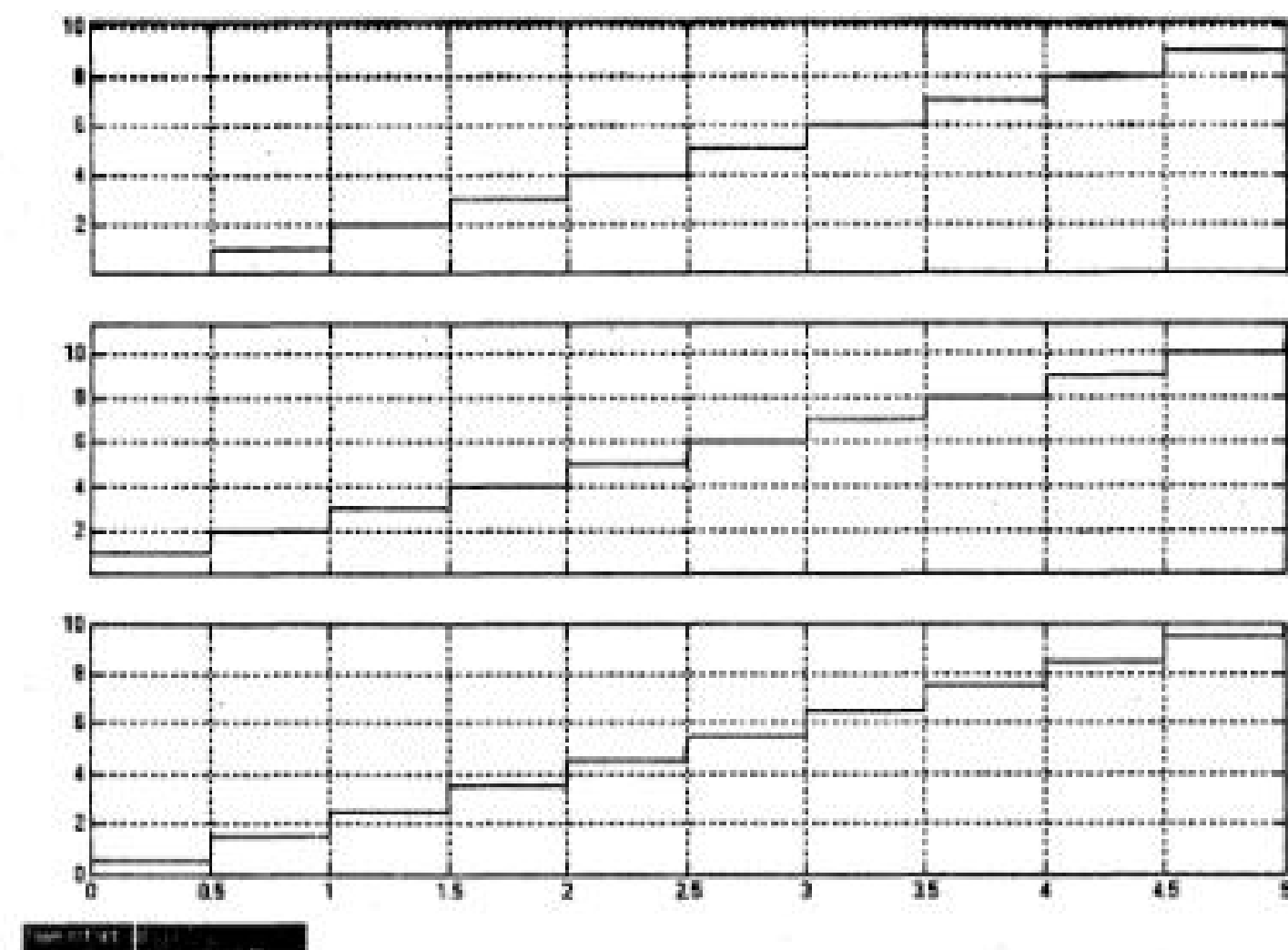


Рис. 3.48. Переходной процесс в цифровом И-регуляторе

Для реального дифференцирующего звена на рис. 3.49 построены модели, соответствующие трем методам преобразований (файл *D\_z\_Reg*), а на рис. 3.50 – переходные процессы на выходе этих моделей при скачкообразном входном сигнале для  $K_D = 1$ ,  $T_D = 0,5$ ,  $T = 0,1$

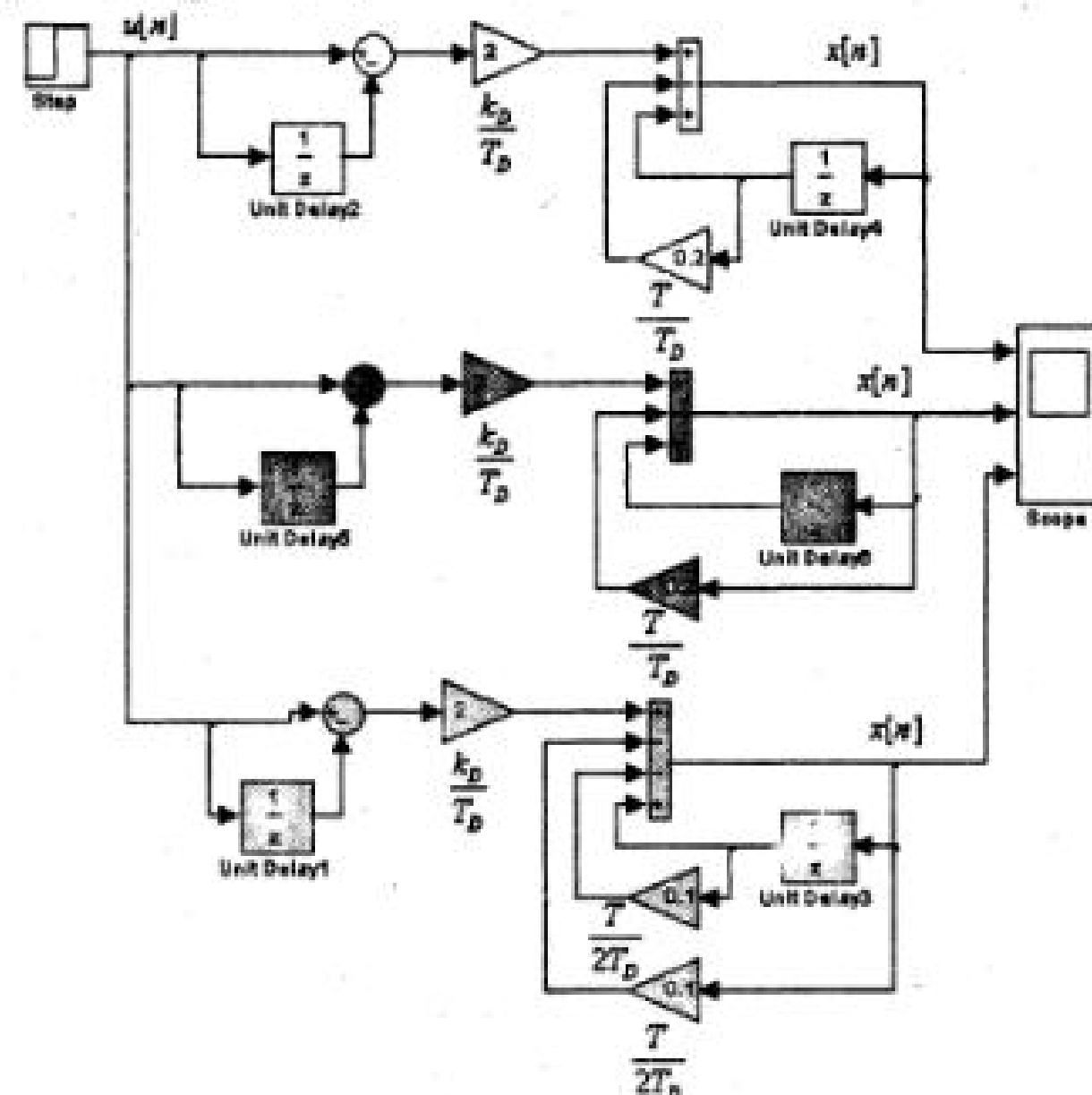


Рис. 3.49. Структурные схемы реального D-регулятора

Для реализации пропорционального дискретного регулятора необходимо последовательно с непрерывным звеном включить экстраполятор нулевого уровня (рис. 3.52).

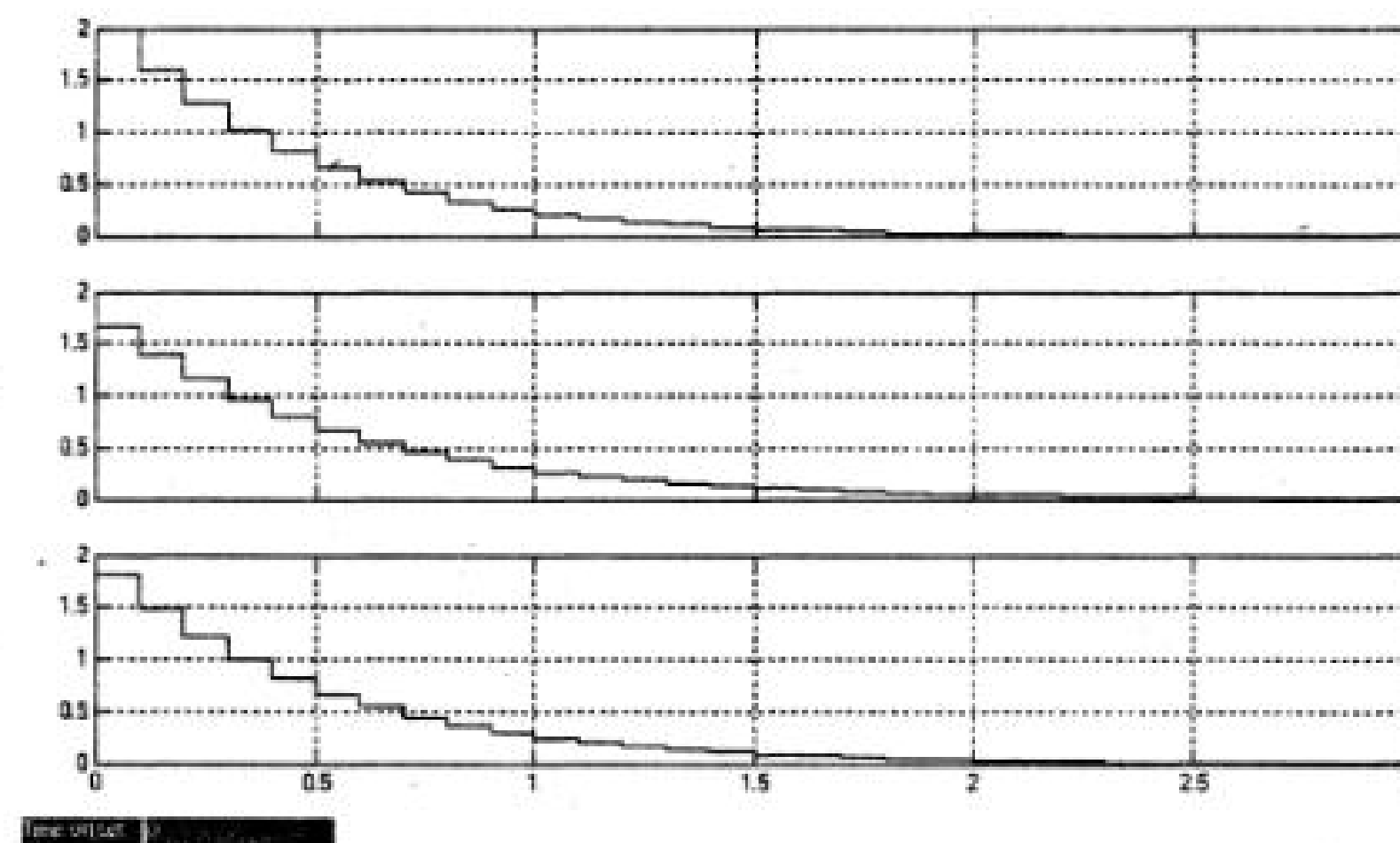


Рис. 3.50. Переходные процессы в дискретном D-регуляторе



Рис. 3.51. Окно Model Discretizer

Пакет Simulink предоставляет иные возможности пересоборудования непрерывных регуляторов в дискретные. Рассмотрим этот вопрос на примере переоборудования непрерывного регулятора, синтезированного в примере 3.8.

**Пример 3.9.** Объект регулирования описывается передаточной функцией

$$W_{\text{об}}(s) = \frac{k_{\text{об}}}{T^2 s^2 + 2T\xi s + 1} \text{ с параметрами } T = 0,05 \text{ с}, \xi = 0,707, k_{\text{об}} = 2.$$

При  $T_D = 0,01 \text{ с} < 2\xi T$ ,  $k_{\text{об}} = 1$  параметры непрерывного ПИД-регулятора для  $\bar{k}_p = 2$ , равны  $k_H = 25$ ,  $k_I = 1,5$ ,  $k_D = 0,0475$ .

В модели замкнутой системы (рис. 3.41) выполним команду Tools/Control design/Linear Analysis/Model Diskretizer. При этом открывается окно Simulink Model Diskretizer (рис. 3.51), позволяющее выбрать блоки для дискретизации и задать параметры дискретизации.

В левом поле окна задаются блоки, которые необходимо преобразовать в дискретные. В правой части окна выбирается метод дискретизации (в поле Transform Method, период дискретизации (в поле Sample time) и способ представления звена в модели (в поле Replace current Selection with). Кнопкой s/z осуществляется преобразование.

Однако, следует при этом иметь в виду, что пакет расширения Control System не позволяет строить динамические характеристики смешанных непрерывно-дискретных систем. При построении динамических характеристик в этом случае Control System преобразует модель непрерывной части в дискретную, а обозреватель LTI-Viewer строит динамические характеристики этой преобразованной модели.

Для получения динамических характеристик смешанной непрерывно-дискретной системы удобнее всего при моделировании реализовать переходной процесс, записать его в рабочее пространство Matlab с последующей программной обработкой для получения требуемых динамических характеристик.

Модель системы (файл Trans\_Func\_z1) после преобразования регулятора с использованием прямого метода Эйлера показана на рис. 3.52

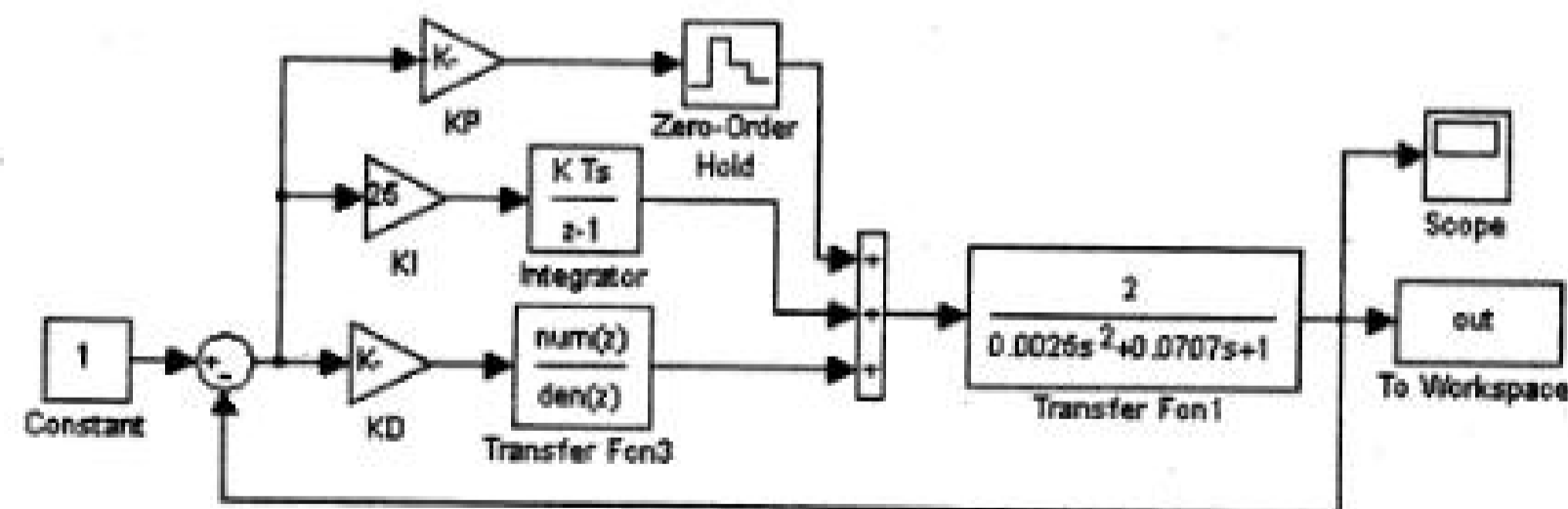


Рис. 3.52. Модель смешанной непрерывно-дискретной системы

Переходной процесс в системе при периоде дискретизации  $T = 0,5T_D = 0,005 \text{ с}$  представлен на рис. 3.53.

Сравнение результатов моделирования непрерывной системы (рис. 3.42) с результатами моделирования дискретно-непрерывной системы (рис. 3.53) показывают

некоторое различие в динамике. Эти различия можно свести к нулю, выбирая другой (например трапецеидальный) способ представления интеграла и (или) уменьшая период дискретизации.

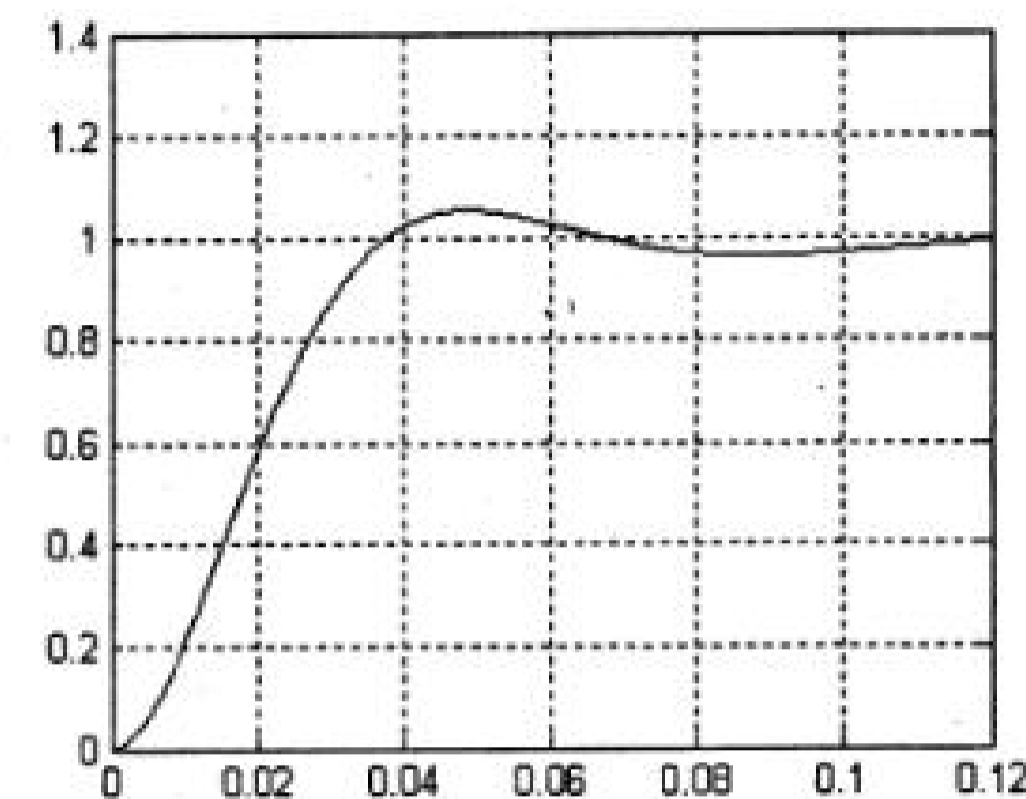


Рис. 3.53. Переходной процесс в непрерывно-дискретной системе

### 3.9.2. Метод прямого программирования

Представим передаточную функцию ПИД-регулятора с реальным дифференцирующим звеном в виде

$$W_p(s) = \frac{x}{u} = k_H + \frac{k_I}{s} + \frac{k_D s}{T_D s + 1} = \frac{b_2 + b_1 s^{-1} + b_0 s^{-2}}{1 + a_1 s^{-1}},$$

$$\text{где } a_1 = \frac{1}{T_D}, b_0 = \frac{k_I}{T_D}, b_1 = \frac{k_H + T_D k_I}{T_D}, b_2 = \frac{k_D + T_D k_H}{T_D} \quad (3.55)$$

Из уравнения (3.55) получим:

$$x = (b_2 + b_1 s^{-1} + b_0 s^{-2}) \cdot e, \text{ где } e = \frac{u}{1 + a_1 s^{-1}}, \quad (3.56)$$

$$e = u - a_1 e s^{-1}$$

По уравнениям (3.56) на рис. 3.54 построена структурная схема ПИД-регулятора с реальным дифференцирующим звеном.

Далее для получения дискретного регулятора следует интеграторы заменить их дискретными аналогами в соответствии с выбранным методом интегрирования.

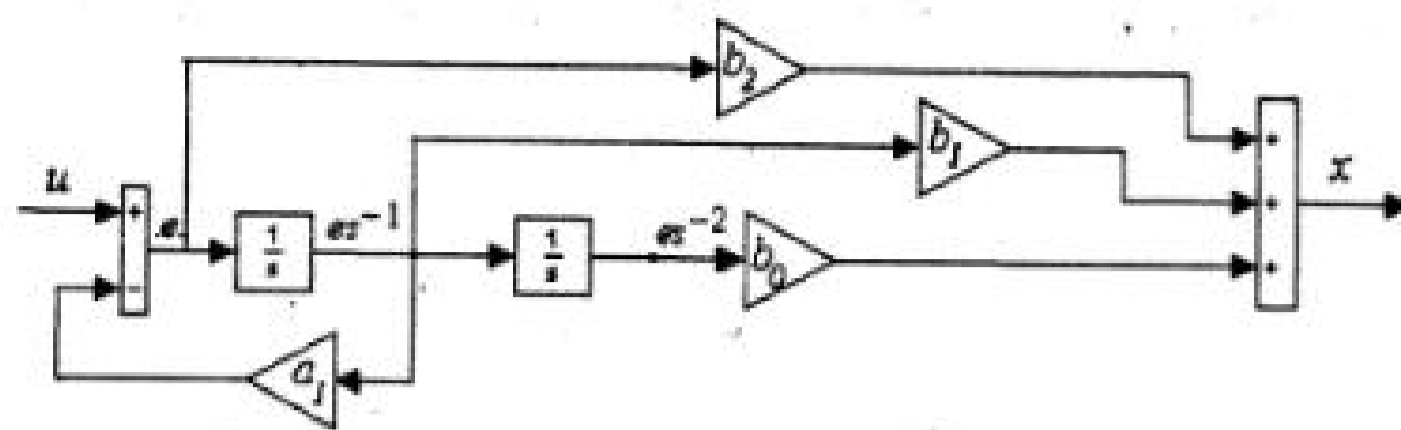


Рис. 3.54. Непрерывный ПИД-регулятор, реализованный методом прямого программирования

**Пример 3.10.** Для регулятора, синтезированного в примере 3.8 рассчитаем параметры канонической формы:  $a_1 = 100$ ,  $b_0 = 2500$ ,  $b_1 = 175$ ,  $b_2 = 6,25$ .

Модель замкнутой системы с дискретным регулятором (файл *Trans\_Func\_z2*) показана на рис. 3.55 (здесь интеграторы преобразованы по обратному методу Эйлера).

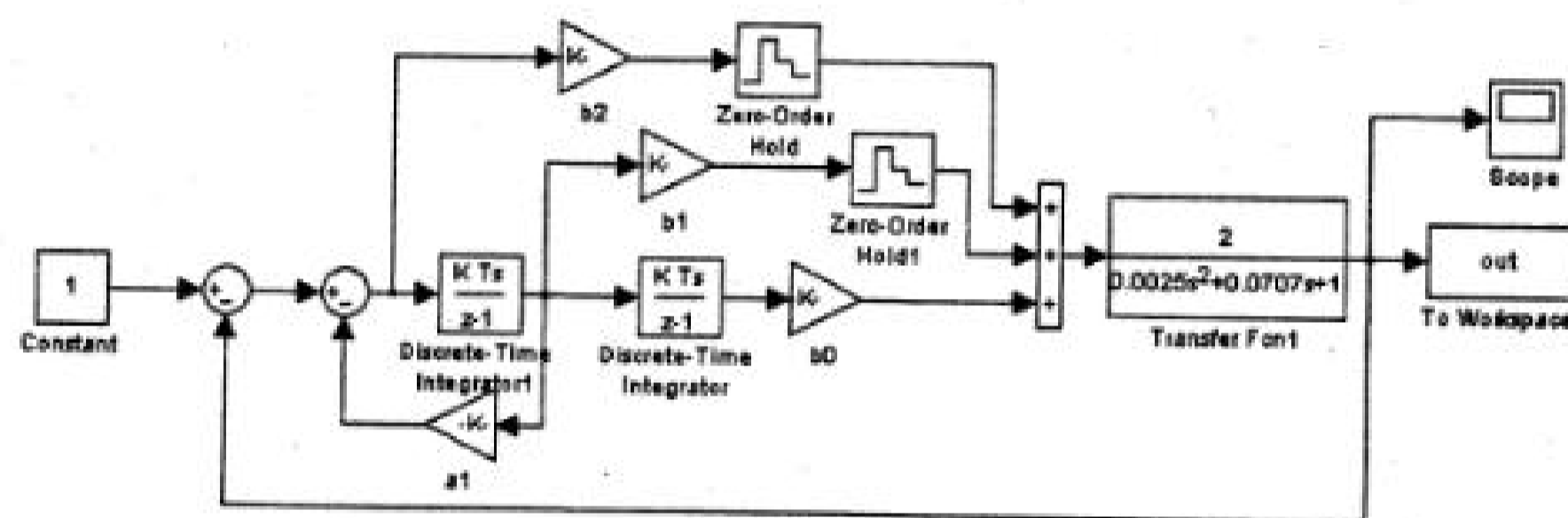


Рис. 3.55. Модель цифрового ПИД-регулятора, реализованный методом прямого программирования

Переходной процесс в модели при непрерывном регуляторе (рис. 3.42) и дискретном регуляторе (рис. 3.56), показывают, что в данном случае практически отсутствует различие в динамике непрерывной системы с системой, в которой использован переоборудованный дискретный регулятор.

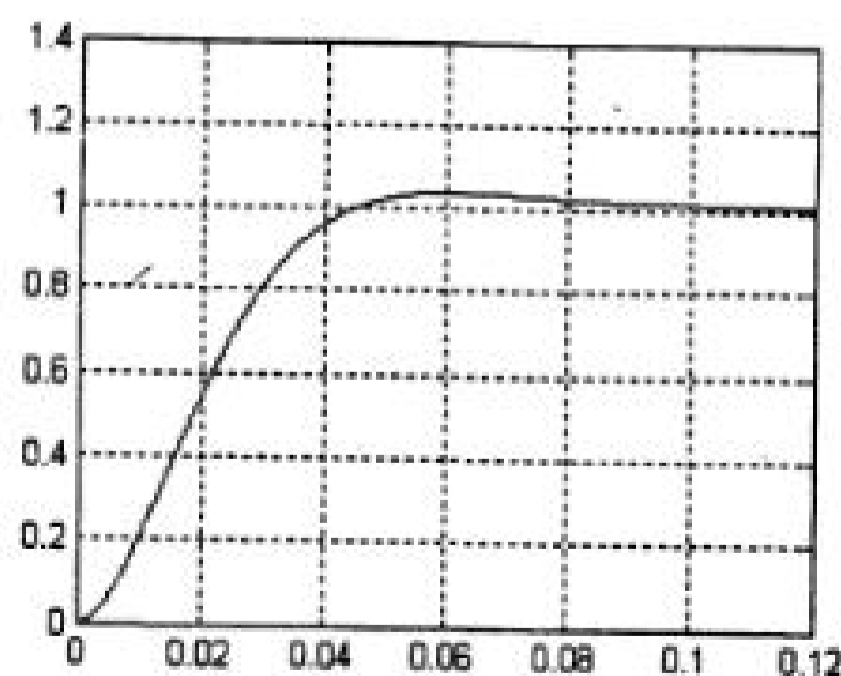


Рис. 3.56. Переходной процесс в системе с дискретным регулятором

### 3.10. Динамические характеристики импульсного звена мехатронной системы

Импульсным звеном мехатронной системы, является силовой полупроводниковый преобразователь. Полупроводниковые элементы преобразователя, как правило, выполняют роль ключа, которые подключают или отключают источник питания к нагрузке. Регулирование среднего или действующего напряжения (тока) нагрузки осуществляется за счет регулирования длительности включенного (отключенного) состояния полупроводникового ключа, т. е. за счет ширины импульса, поданного на нагрузку. Такое регулирование называется широтно-импульсным. Реализация широтно-импульсного регулирования осуществляется за счет сравнения входного сигнала и несущего сигнала пилообразной формы. На рис. 3.57 показана функциональная модель одной из возможных реализаций широтно-импульсного регулирования (файл *Mod\_PWM*). Результаты моделирования представлены на рис. 3.58.

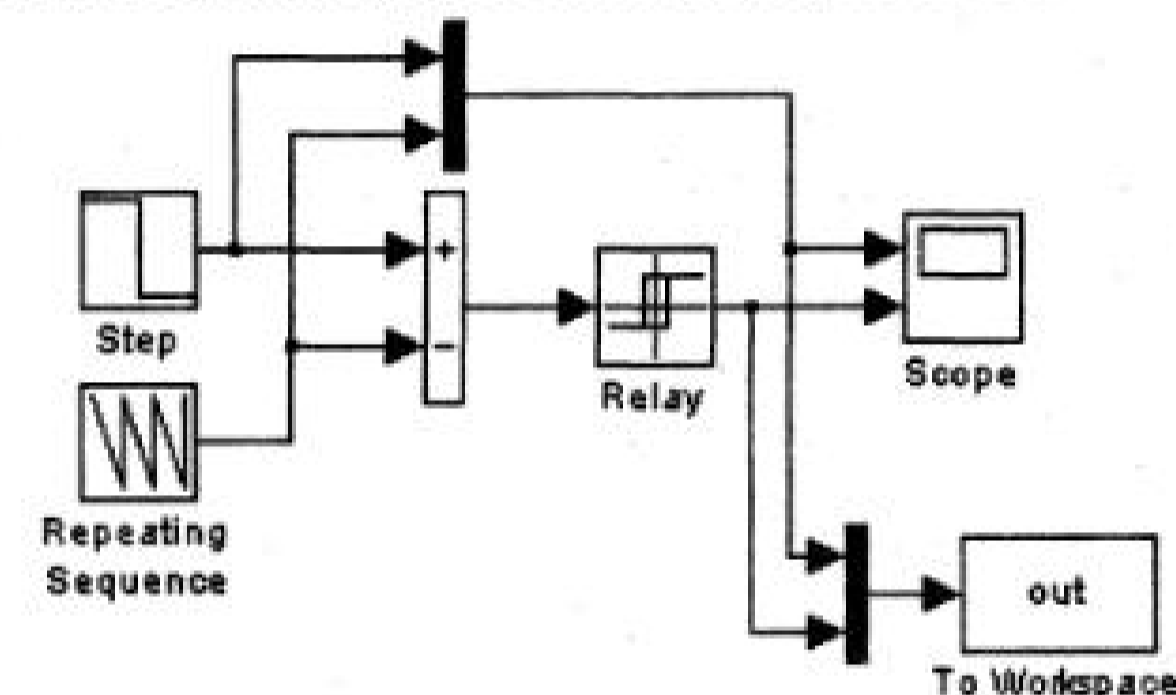


Рис. 3.57. Функциональная модель широтно импульсного регулирования

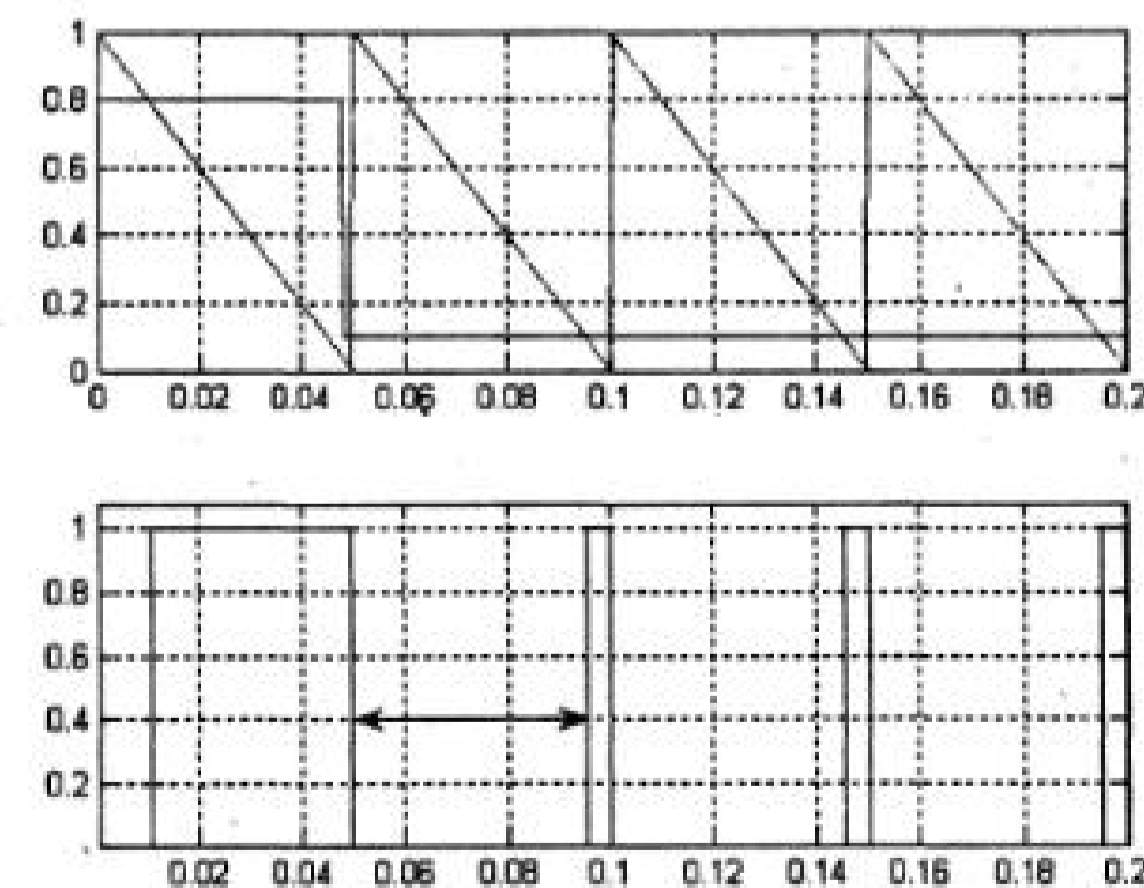


Рис. 3.58. Динамические процессы в широтно-импульсном преобразователе

На рисунке 3.58 показаны сигнал на входе, который в момент  $t=0,049$  с. изменяется скачком от величины 0,8 до 0,1 В и сигнал с генератора пилообразного напряжения. На нижнем рисунке показано напряжение на выходе широтно-импульсного преобразователя. Стрелкой показано запаздывание, которое вносит преобразователь во входной сигнал. Время этого запаздывания зависит от момента изменения входного сигнала и от величины его изменения, но не может превышать периода пилообразного напряжения.

Поэтому в общем случае силовой преобразователь является нелинейным динамическим звеном. Частота пилообразного напряжения, которая определяет частоту переключения полупроводниковых элементов преобразователя, в современных системах значительно превышает полосу пропускания системы. Поэтому чаще всего силовой преобразователь рассматривается как безынерционное звено. При необходимости учета динамических свойств преобразователя (эта необходимость определяется разработчиком системы) его представляют либо звеном чистого запаздывания, либо апериодическим звеном. При этом величина запаздывания или постоянная времени апериодического звена принимается равной периоду пилообразного напряжения.

Сравнение динамических свойств силового преобразователя, представленного звеном чистого запаздывания, апериодическим звеном и функциональной моделью, осуществлено на модели (рис. 3.59) (файл *Sil\_Pr1*).

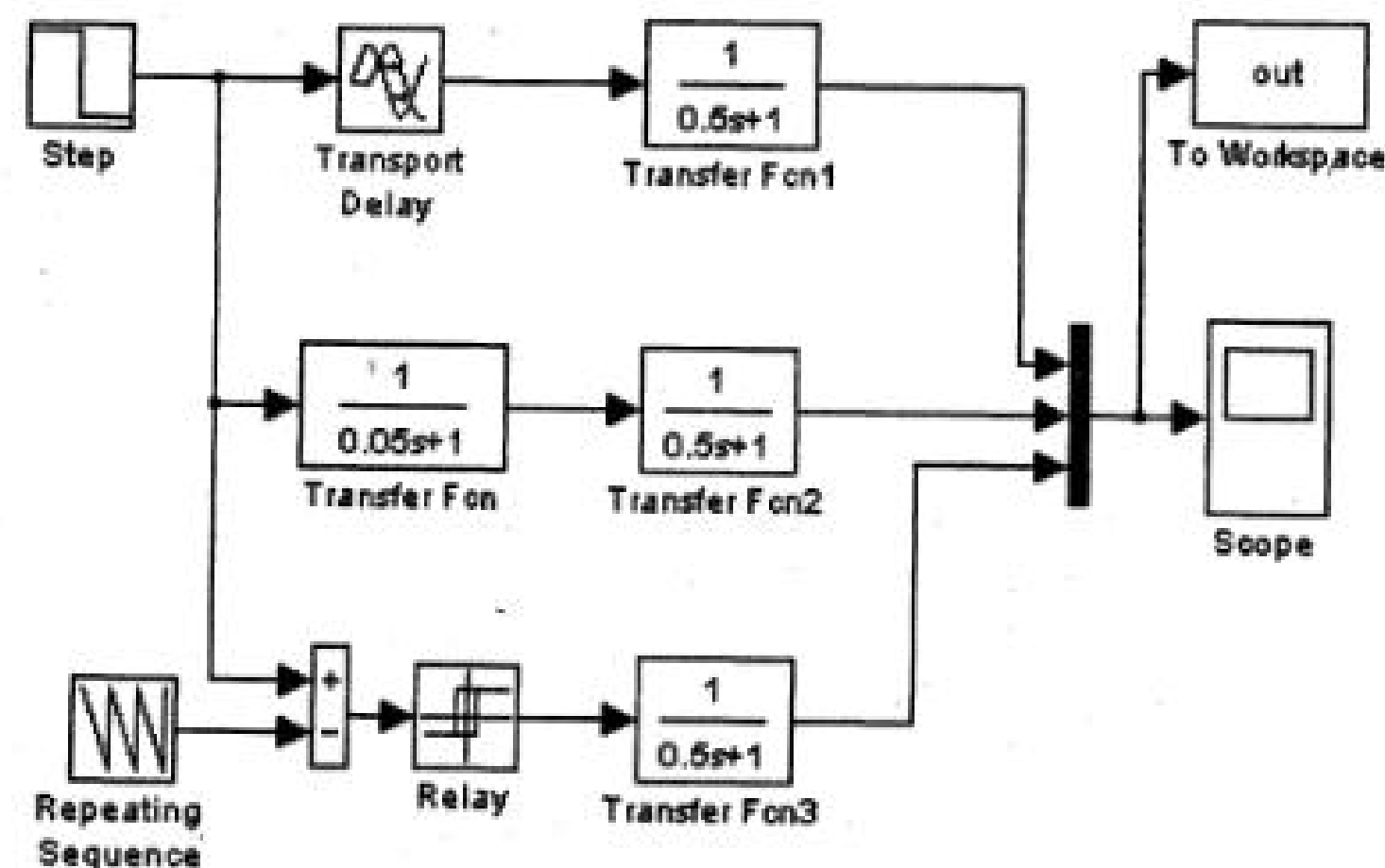


Рис. 3.59. Модели широтно-импульсных регуляторов

При этом учтено, что нагрузкой преобразователя в мехатронной системе является якорная цепь двигателя, представленная в модели апериодическим звеном с постоянной времени, превышающей период пилообразного напряжения. Результаты моделирования (рис. 3.60) показывают практически полное совпадение динамических процессов во всех трех моделях.

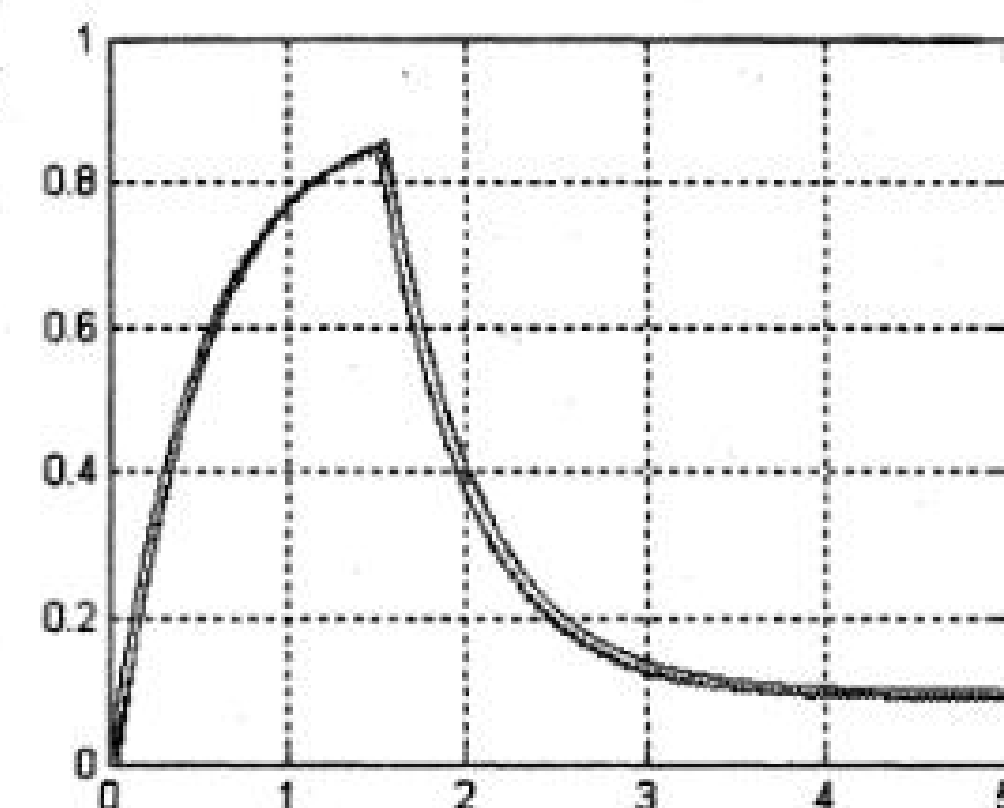


Рис. 3.60. Переходные процессы в ШИР с инерционной нагрузкой

Таким образом, импульсное звено мехатронной системы, каким является силовой преобразователь, в большинстве случаев можно рассматривать как непрерывное динамическое звено либо безынерционное, либо звено чистого запаздывания, либо апериодическое звено.

В особых случаях может быть использована функциональная динамическая модель.

## Глава 4. Элементы устройств силовой электроники в пакете Sim Power System [15, 23, 28]

### 4.1. Введение

Первые преобразователи электрической энергии появились в 20-х годах прошлого столетия (XX века). Силовыми элементами этих преобразователей служили мощные ламповые тиратроны и игнитроны. Эти преобразователи имели значительные веса и габариты, имели сложные и громоздкие системы охлаждения, были крайне ненадежны. Несмотря на все недостатки, уже тогда они нашли практическое применение в городском и железнодорожном транспорте.

Существенный скачок в развитии преобразовательной техники произошел в шестидесятых годах, когда были созданы первые неуправляемые (диоды) и управляемые (тиристоры) силовые полупроводниковые элементы. Эти элементы позволили создать силовые полупроводниковые неуправляемые и управляемые выпрямители, которые получили широкое распространение на железнодорожном транспорте, в электроприводах постоянного тока и электротермии.

Третий, самый значительный этап в развитии преобразовательной техники наступил с появлением на рынке первоначально биполярных высоковольтных транзисторов и полностью управляемых (GTO) тиристоров, а затем биполярных транзисторов с изолированной базой IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) и мощных полевых транзисторов MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Основной особенностью этого этапа является, можно сказать, революционное изменение техники преобразования энергии. Это изменение базируется на значительном увеличении быстродействия полупроводниковых преобразователей, что, в свою очередь, позволяет существенно уменьшить массу и габариты, повысить КПД и надежность, реализовать широтно-импульсную модуляцию и микропроцессорное управление.

Использование силовых полупроводниковых преобразователей в электроэнергетике, на транспорте, в металлургии и других отраслях дает громадный экономический эффект. Например, в США на сегодняшний день преобразовывается до 70% всей вырабатываемой энергии.

Преобразовательная техника — наука сравнительно молодая. Огромный теоретический вклад в эту науку внесли советские ученые. Учеными Москвы, Ленинграда (Санкт-Петербурга), Киева, Минска, Харькова, Новосибирска, Свердловска (Екатеринбурга) Таллина, Ташкента, Алма-Аты и др. Были созданы научные школы, много давшие развитию преобразовательной техники.

Однако жизнь выдвигает все новые и новые задачи, и решение этих задач вызывает необходимость дальнейшего развития теории и практики преобразовательной техники. Несомненно, что в этой отрасли ожидаются новые открытия, интересные научные и технические разработки.

### 4.2. Пакет расширения Sim Power System

#### 4.2.1. Основные особенности создания моделей

Библиотека блоков Sim Power System является одной из множества дополнительных библиотек Simulink-6, ориентированных на моделирование устройств силовой электроники. В состав библиотеки входят модели пассивных и активных электротехнических элементов, источников энергии, электродвигателей, трансформаторов, линий электропередачи и т. п. оборудования. Имеется также раздел, содержащий блоки для моделирования полупроводниковых устройств, включая системы управления для них. Используя специальные возможности Sim Power System пользователь может не только имитировать работу устройств во временной области, но и выполнять различные виды анализа таких устройств.

Несомненным достоинством Sim Power System является то, что сложные электротехнические системы можно моделировать, сочетая методы виртуального и структурного моделирования. Например, силовую часть полупроводникового преобразователя электрической энергии можно выполнить с использованием виртуальных блоков Sim Power System, а систему управления — с помощью обычных блоков Simulink, отражающих лишь алгоритм работы, а не ее электрическую схему. Такой подход, в отличие от пакетов схемотехнического моделирования, позволяет значительно упростить всю модель, а значит, повысить ее работоспособность и скорость работы. Кроме того, в модели с использованием блоков Sim Power System можно использовать блоки и других библиотек Simulink, а также функции MATLAB, что дает практически неограниченные возможности для моделирования электротехнических систем.

Библиотека Sim Power System достаточно обширна. В случае, если все же нужного блока в библиотеке нет, пользователь имеет возможность создать свой собственный блок как с помощью уже имеющихся в библиотеке блоков (реализуя возможности Simulink по созданию подсистем), так и на основе блоков основной библиотеки Simulink и управляемых источников тока или напряжения.

Методика создания модели в Sim Power System ничем не отличается от методики создания модели на основе базовой библиотеки Simulink. Так же как и для обычной Simulink-модели, необходимо выполнить расстановку блоков на схеме, задать их параметры, соединить блоки и установить параметры расчета модели в целом. Для моделей пакета расширения Sim Power System доступен ускоренный режим расчета и все возможности Simulink, включая набор инструментов Simulink Performance Tools линейный анализ, отладчик и т. д. Однако эти модели имеют и некоторые особенности [23].

1. Входы и выходы блоков, в отличие от блоков Simulink, не являются направленными, поскольку фактически являются эквивалентами электрических контактов. Таким образом, электрический ток может через вход или выход блока протекать в двух направлениях — как вовнутрь блока, так и наружу. Изображение порта на пиктограмме блока представляет собой небольшой квадрат. Эти порты не являются направленными, что соответствует физической природе сигнала, проходящего через такие порты (электрический ток).

2. Соединительные линии между блоками являются, по сути, моделями электрических проводов, по которым ток может протекать в двух направлениях. В Simulink-моделях информационный сигнал распространяется только в одном направлении — от выхода одного блока к входу другого.

3. Simulink-блоки и Sim Power System-блоки не могут быть непосредственно соединены друг с другом, поскольку имеют сигналы разной природы. Сигнал от S-блока можно передать к SPS-блоку через управляемые источники тока или напряжения, а наоборот — с помощью измерителей тока или напряжения.

4. Несколько линий связи (проводов) могут быть соединены между собой. Для выполнения такого соединения в Sim Power System 3 не требуется использование специальных блоков (соединителей), как это было в предшествующих версиях.

5. При расчете схемы, содержащей нелинейные блоки, следует использовать методы:

- ode15s — многошаговый метод переменного порядка;
- ode23tb — неявный метод Рунге-Кутты.

#### 4.3. Библиотека пакета Sim Power Systems 3

Библиотека Sim Power Systems имеет семь основных разделов (рис. 4.1):

- *Electrical Sources* — источники электрической энергии;
- *Elements* — электротехнические элементы;
- *Power Electronics* — устройства силовой электроники;
- *Machines* — электрические машины;
- *Measurements* — измерительные и контрольные устройства;
- *Application Library* — библиотека инженерных приложений;
- *Extra Library* — дополнительные библиотеки.

Используя блоки из этих разделов, пользователь в состоянии за короткое время создать полноценную модель достаточно сложной электромеханической системы. В основной библиотеке находится также блок Powergui, используемый для анализа электрических схем.

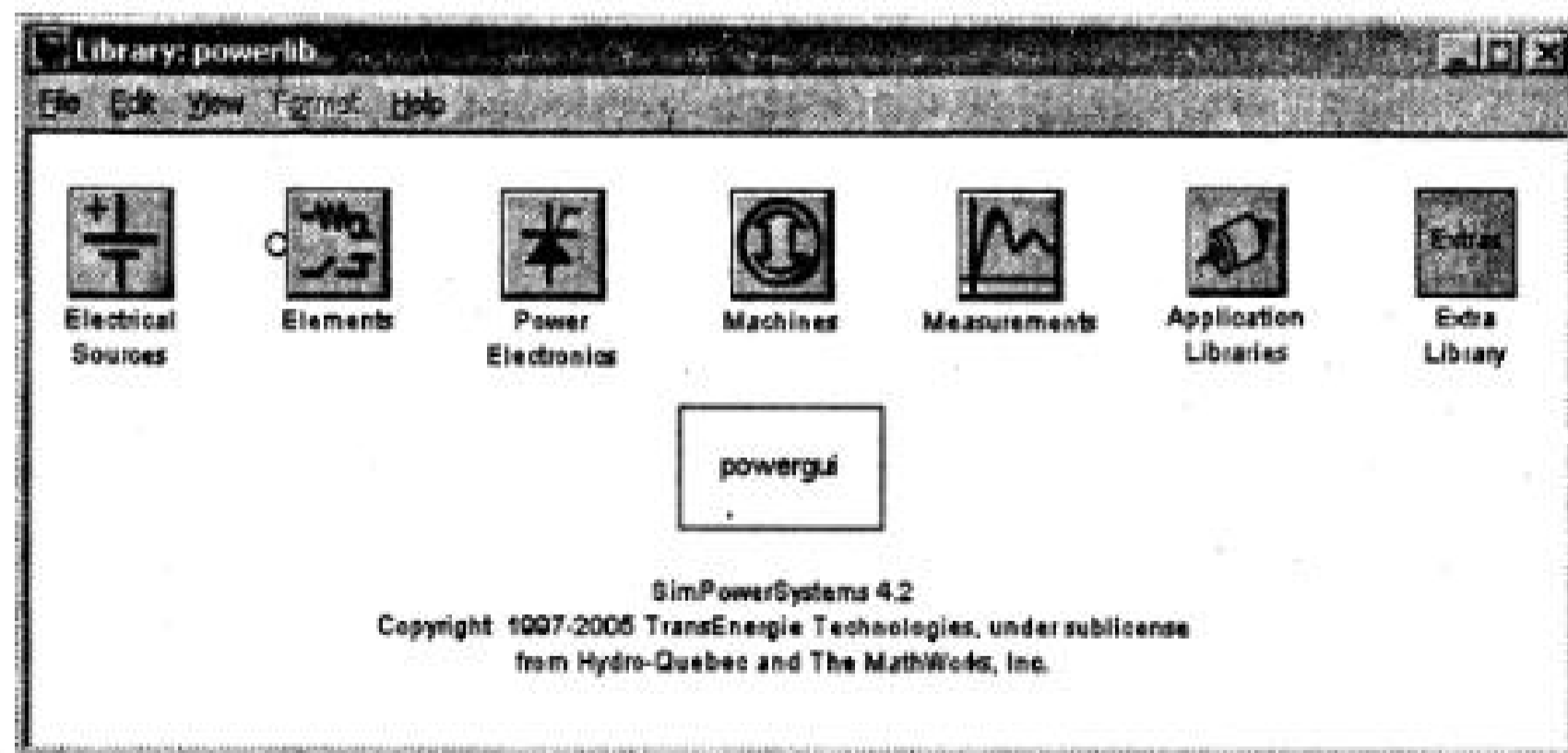


Рис. 4.1 Библиотека SimPowerSystems 3

Данный блок обеспечивает выполнение следующих задач:

- расчет схемы комплексным методом;
- расчет установившегося режима;
- дискретизация модели;
- задание начальных условий;
- инициализация трехфазных схем, содержащих электрические машины, таким образом, чтобы расчет начался с установившегося режима;
- частотный анализ схемы с помощью инструмента Use LTI Viewer;
- определение полного сопротивления (импеданса) цепи;
- выполнение гармонического анализа;
- определение матрицы уравнений модели в пространстве состояний.

Ниже дается краткое описание пяти библиотек, библиотеки *Machines*, *Application Library* рассматриваются в отдельных 6, 7, 8 и 9 главах.

##### 4.3.1. Electrical Sources – источники электрической энергии

Эта библиотека содержит неуправляемые и управляемые источники постоянного и переменного напряжения и тока (рис. 4.2). В полях окна настройки параметров каждого блока устанавливаются значения амплитуды напряжения, начальной фазы и частоты.

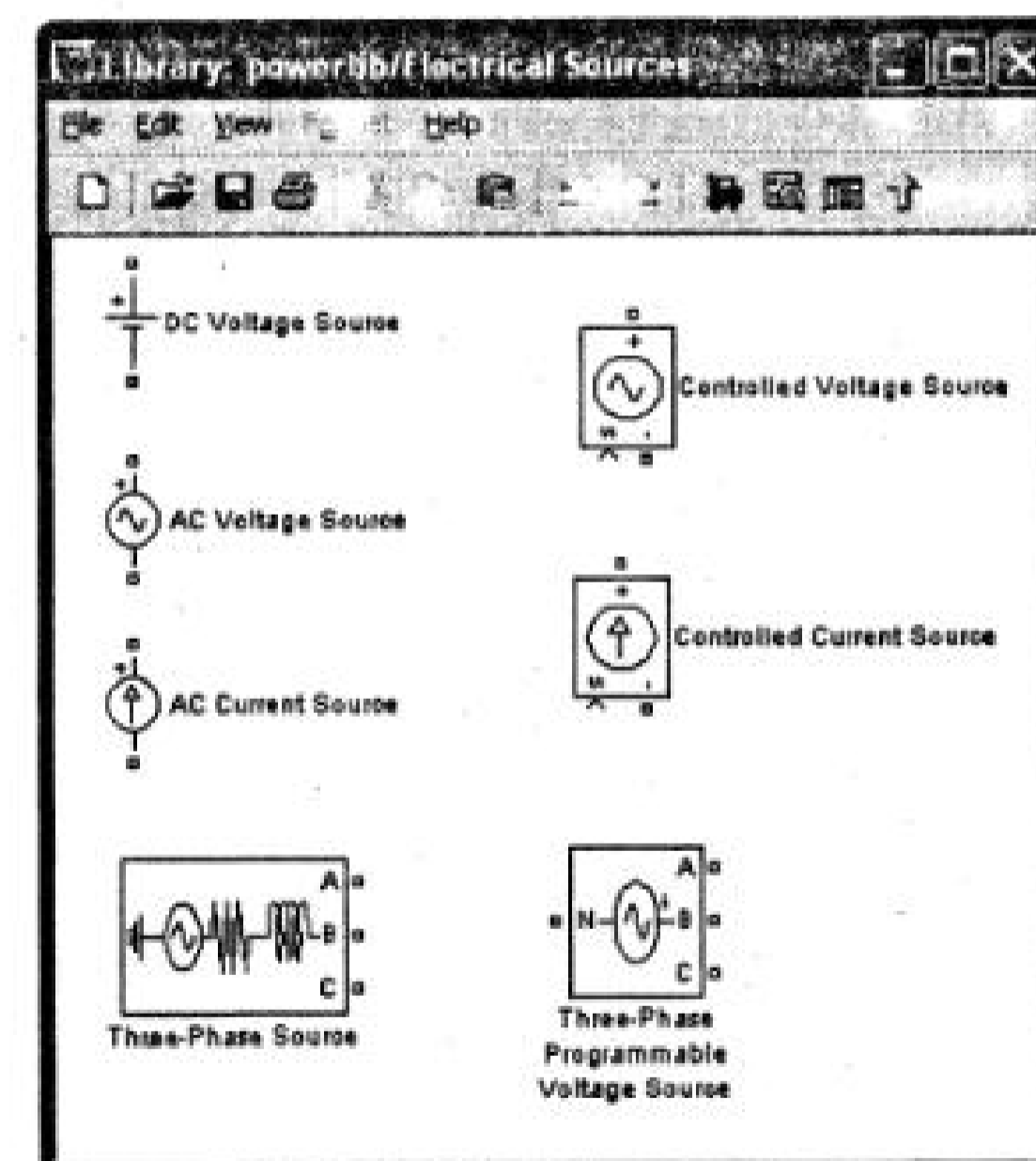


Рис. 4.2 Библиотека Electrical Sources

Поле «Measurements» позволяет подключать блок Multimeter для измерения и наблюдения выходных параметров источника.

Блоки управляемых источников позволяют связать структурные или функциональные схемы основных библиотек «Simulink Blok Library» с элементами библиотеки Sim Power System.

#### 4.3.2. Elements – электротехнические элементы

На рис. 4.3 представлен состав этой библиотеки, она содержит:

1. Последовательные и параллельные, однофазные и трехфазные пассивные элементы R, L, C, которые могут быть заданы в параметрах этих элементов (Ом, Генри, Фарада «RLC Branch»), а могут быть заданы значениями активной, реактивной индуктивной, либо реактивной емкостной мощностей («RLC Load»).

2. Однофазные и трехфазные магнитосвязанные цепи (цепи с взаимной индукцией) (Mutual Inductance, Three-phase Mutual Inductance).

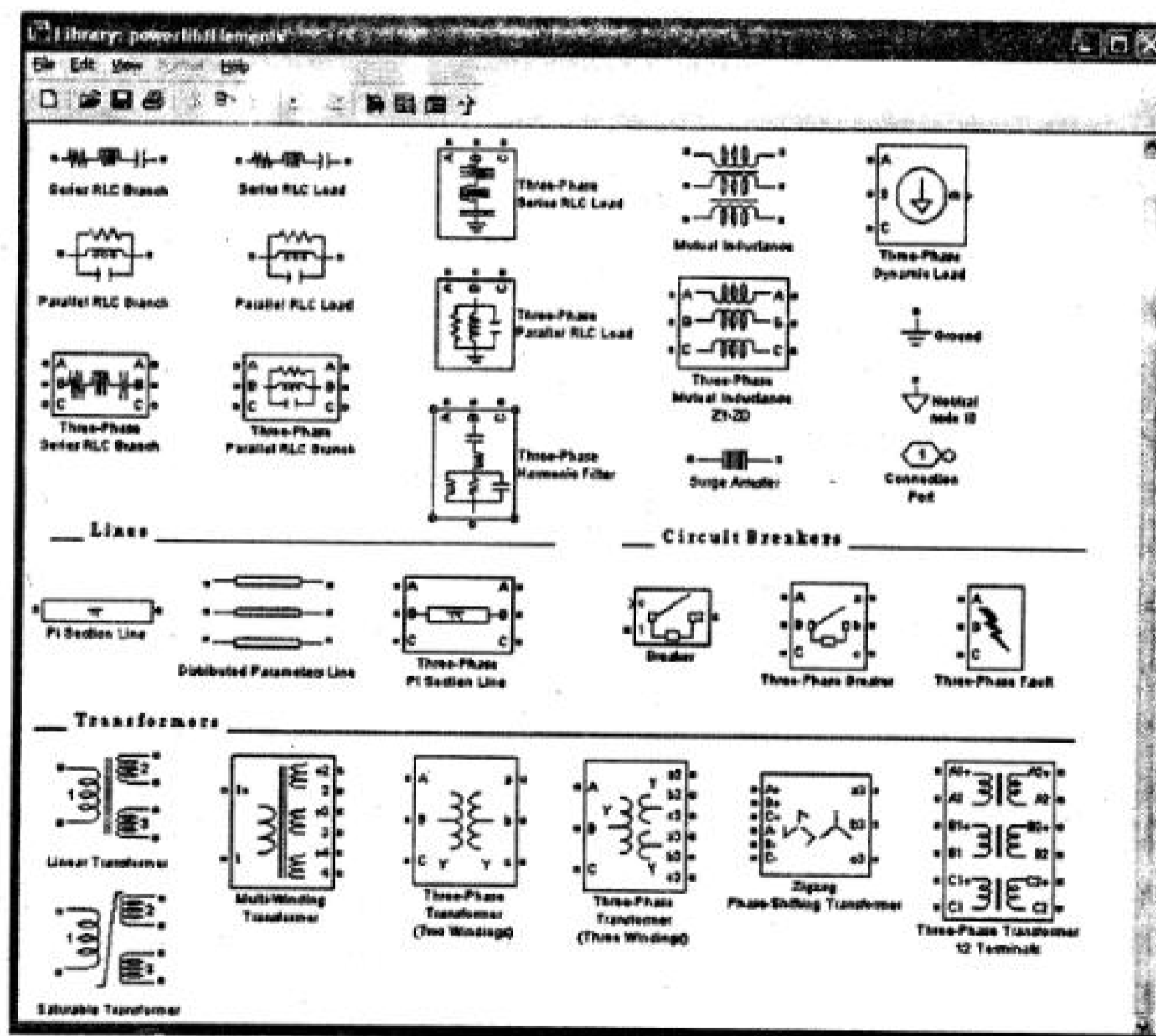


Рис. 4.3 Библиотека Elements

3. Линейные однофазные и трехфазные трансформаторы (Linear Transformer, Three-Phase Transformer) и трансформатор с реальным магнитным сердечником, учитывающим его насыщение (Saturable Transformer).

4. Нелинейный элемент (Surge Arrester), позволяющий сформировать требуемую нелинейную зависимость между входным и выходным сигналами.

5. Однофазный и трехфазный ключ (Breaker), параметры (сопротивление, индуктивность) которого в открытом состоянии задаются в полях настройки. Там же задается состояние ключа (открыт, закрыт) при нулевом входном сигнале.

6. Трехфазный двухобмоточный и трехобмоточный трансформаторы (Three-Phase Transformer, Two windings, Three windings).

7. Блоки, реализующие параметры однофазной и трехфазной линии передачи (PI Section Line, Distributed Parameters Line).

#### 4.3.3. Power Electronics – устройства силовой электроники

В библиотеке устройств силовой электроники (рис. 4.4) находятся модели полупроводниковых приборов (диод, тиристор, запираемый тиристор, IGBT и MOSFET транзисторы), а также универсальный мост, позволяющий моделировать одно-, двух- и трехфазные выпрямительные или инверторные схемы. Кроме того, в библиотеке присутствует модель трехуровневого моста и модель идеального ключа.

Каждый единичный полупроводниковый элемент содержит выход *m*, на котором с помощью измерительных приборов можно посмотреть форму напряжения и тока на элементе и измерить их значения. Все блоки имеют управляющие входы, обозначенные буквой *g*.

В дополнительных библиотеках Extras помещены дополнительные дискретные и непрерывные блоки управления.

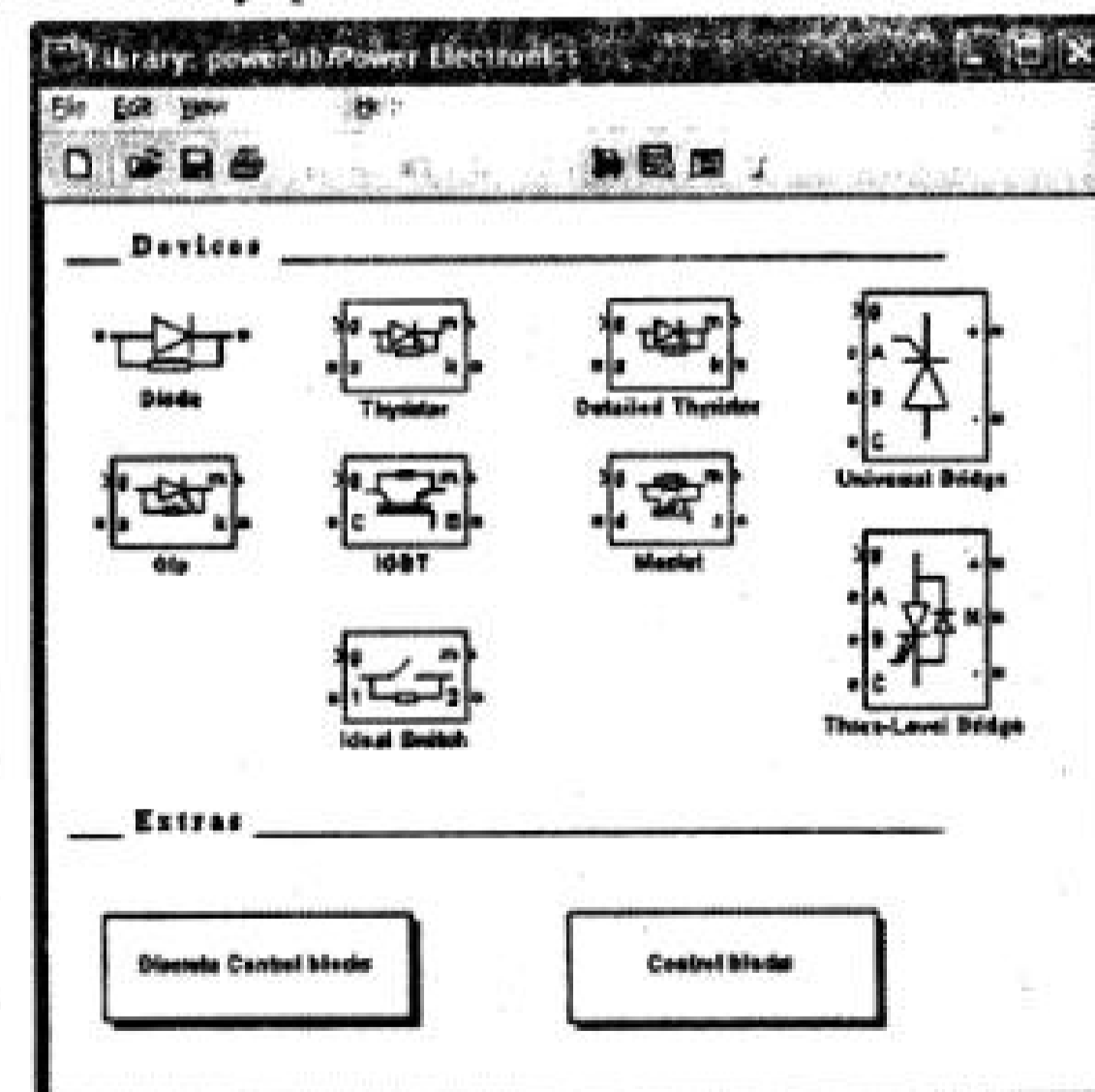
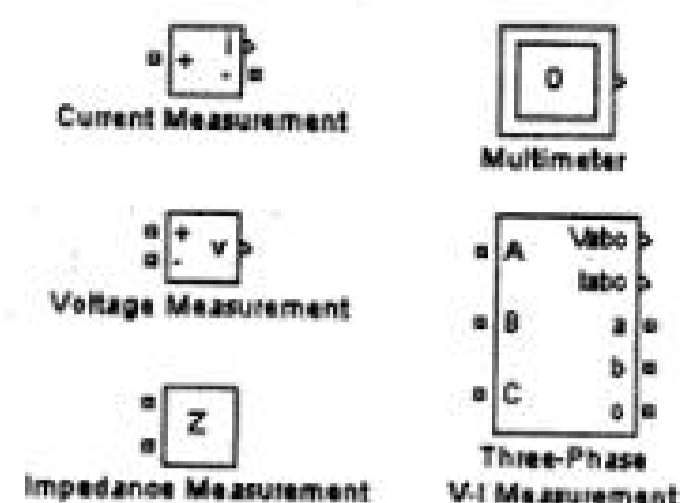


Рис.4.4. Библиотека Power Electronics

#### 4.3.4. Measurements – измерительные и контрольные устройства



Библиотека измерительных устройств показано на рис. 4.5.

В библиотеке измерительных устройств находятся блоки измерения мгновенного значения тока и напряжения, блок измерения токов и напряжений в трехфазной системе, измеритель полного сопротивления участка электрической схемы, а также блок Multimeter, позволяющий измерять переменные блоков без непосредственного подключения измерительных устройств. Блок Multimeter аккумулирует переменные тех блоков, для которых в окне их параметров в графе Measurement заданы измеряемые переменные. Выходными сигналами измерительных блоков являются обычные сигналы Simulink, которые можно подать на блоки отображения (Scope, Display) или на вход любого обычного Simulink-блока.

Extras

Continuous Measurements

Discrete Measurements

Phasor Measurements

Рис. 4.5. Библиотека измерительных приборов

#### 4.3.5. Powerlib Extras – расширенные библиотеки

Среди дополнительных библиотек (рис. 4.6) находится большое количество разнообразных блоков. В частности, библиотека дополнительных измерительных приборов, библиотека устройств управления преобразователями и т. д.

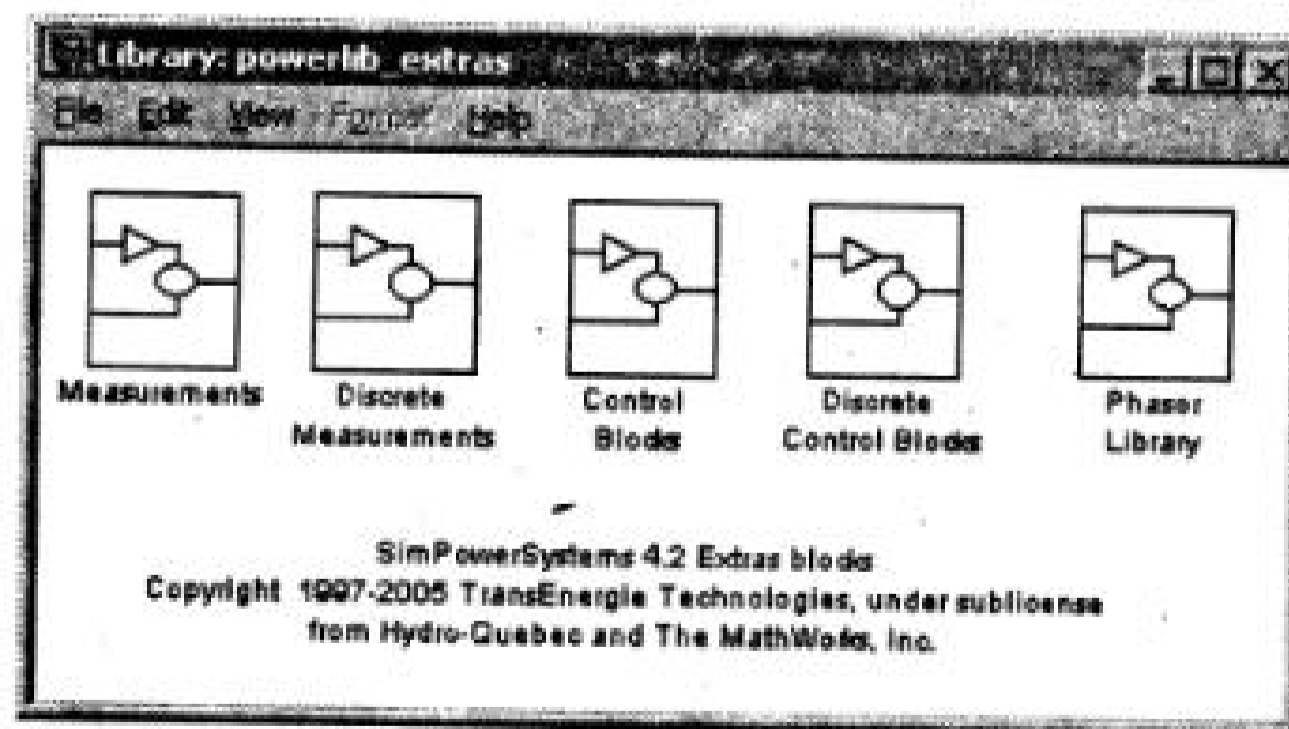


Рис. 4.6. Расширенные библиотеки

Пакет расширения, Sim Power System обеспечивает широкие возможности для расчета электротехнических устройств и систем и в настоящее время может считаться одним из лучших пакетов для моделирования устройств силовой электроники.

Рассмотрим основные элементы силовых полупроводниковых преобразователей и их представление в пакете Sim Power System.

В примерах, помещенных ниже, будут одновременно показаны возможности пакетов Simulink, Control System и Sim Power System по визуализации, измерению и исследованию электромагнитных процессов в схемах.

#### 4.4. Активные элементы силовых полупроводниковых преобразователей в пакете Sim Power System

##### 4.4.1. DC Voltage Source. Идеальный источник постоянного напряжения

Блок вырабатывает постоянное по уровню напряжение. Пиктограмма и окно настройки блока приведены на рис. 4.7. В полях окна настройки параметров задаются: *Amplitude (V)* — амплитуда (В) выходного напряжения источника. *Measurements* — измеряемые переменные. Параметр позволяет выбрать передаваемые в блок Multimeter переменные, которые затем можно увидеть с помощью блока Scope или измерить с помощью блока Powergui. Значения параметра выбираются из выпадающего списка:

- *None* — нет переменных для отображения,
- *Voltage* — выходное напряжение источника.

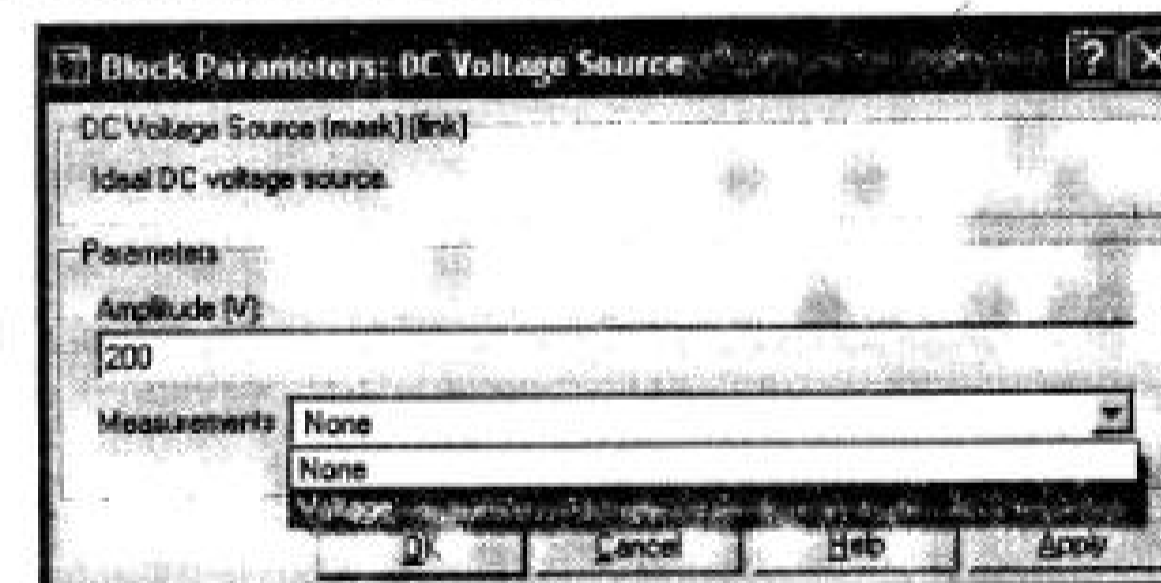


Рис. 4.7. Пиктограмма и окно настройки блока источника постоянного напряжения

Блок является идеальным источником напряжения, т. е. его собственное внутреннее сопротивление равно нулю.

**Пример 4.1.** На рис. 4.8 показан пример включения двух источников постоянного напряжения  $V_1=200\text{В}$ ,  $V_2=300\text{В}$  на общее сопротивление  $R=50\text{ Ом}$  (файл *El\_Current1*).

В схему модели введены блоки Multimeter и Powergui, измеряющие напряжения источников, напряжение и ток в сопротивлении. Окна блоков с результатами измерений показаны на рис. 4.9.

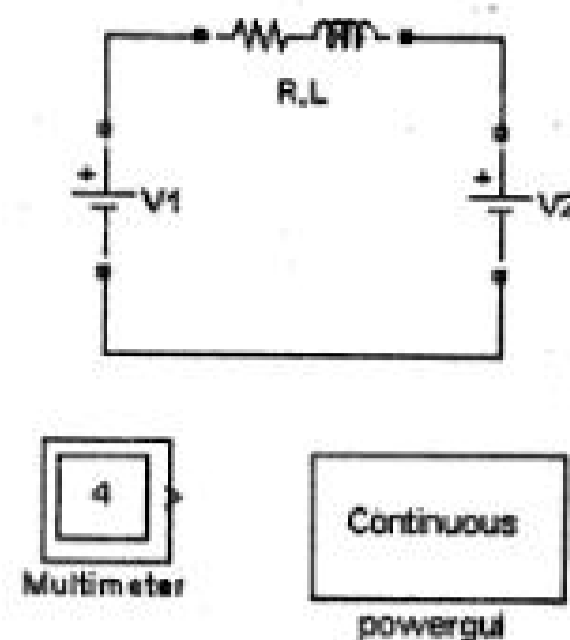


Рис. 4.8. Модель электрической цепи

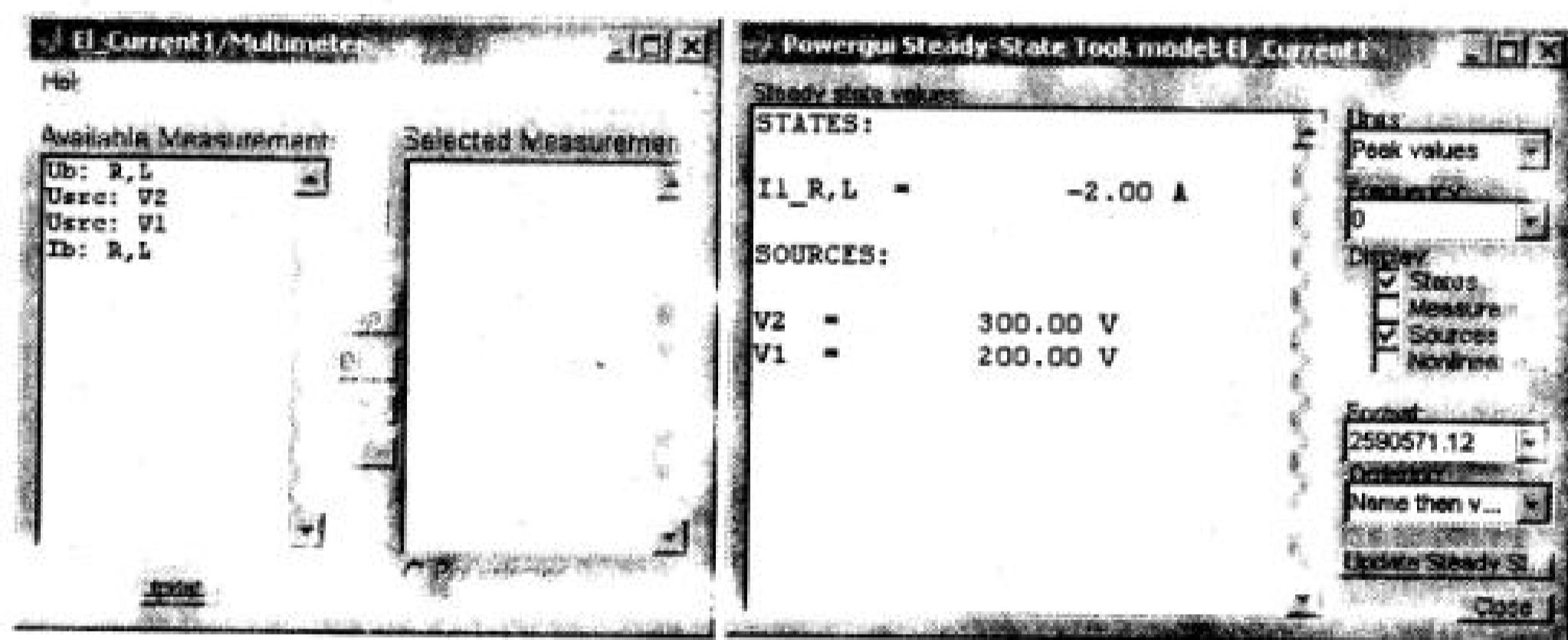


Рис. 4.9. Окна блоков Multimeter, Powergui

#### 4.4.2. AC Voltage Source. Идеальный источник переменного (синусоидального) напряжения

Пиктограмма и окно настройки блока приведены на рис. 4.10. В полях окна задания параметров задаются: *Peak Amplitude (V)* — амплитуда выходного напряжения источника; *Phase (deg)* — начальная фаза в градусах; *Frequency (Hz)* — частота источника; *Sample time* — параметр задает шаг дискретизации по времени выходного напряжения источника при создании дискретных моделей; *Measurements* — параметр позволяет выбрать переменные, передаваемые в блок Multimeter.

Блок является идеальным источником напряжения, т. е. его собственное сопротивление равно нулю.

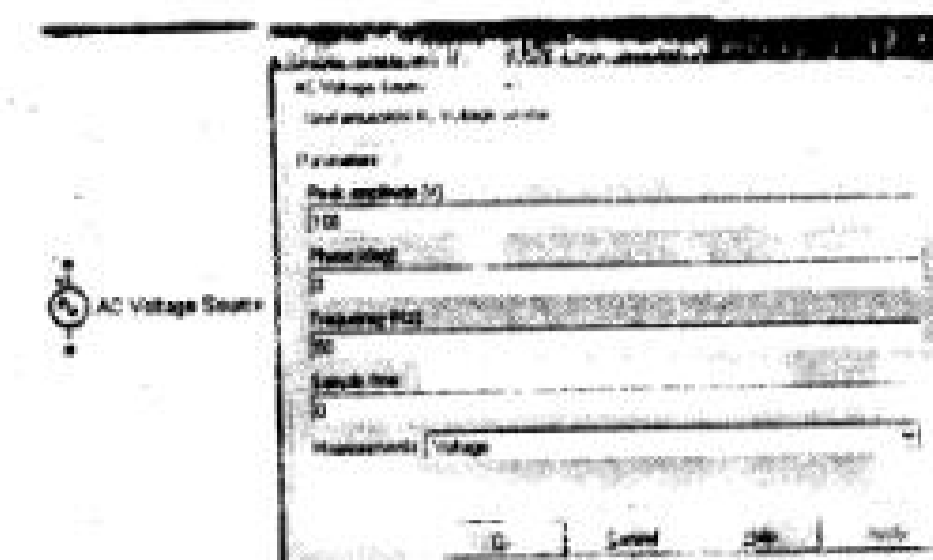


Рис. 4.10. Пиктограмма и окно настройки блока источника синусоидального напряжения

**Пример 4.2.** На рис. 4.11 показана схема последовательного включения двух источников синусоидального напряжения с параметрами  $u_1 = 100 \sin 2\pi * 50t$  и  $u_2 = 100 \sin(2\pi * 50t + \pi/3)$  на катушку индуктивности с параметрами  $R = 3$  Ома,  $L = 0,01$  Гн (файл *EI\_Current2*). Напряжение и ток в катушке показаны на осциллограмме. Для наблюдения величин, измеренных блоком Multimeter, необходимо их перенести из поля Available Measurements в поле Selected Measurements (рис. 4.9).

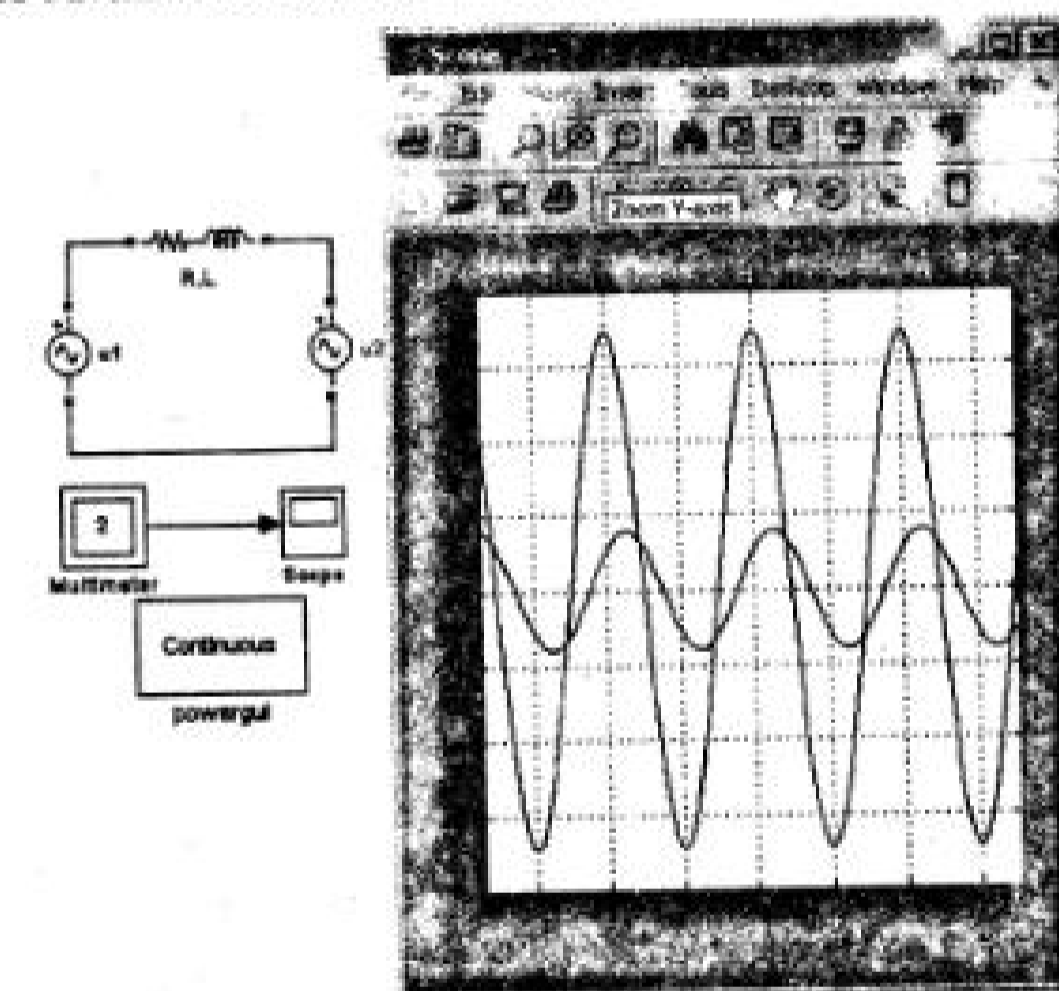


Рис. 4.11. Модель последовательного включения двух источников синусоидального напряжения на общую нагрузку

**Примечание.** Блок Scope из основной библиотеки Simulink имеет черное поле экрана. Для того чтобы иметь возможность редактировать цвет экрана, цвет и толщину линий осциллограмм, необходимо в рабочем пространстве Matlab набрать и выполнить команды:

```
set(0,'ShowHiddenHandles','On')
set(gcf,'menubar','figure').
```

В этом случае в окне блока появится панель инструментов, позволяющая редактировать экран и осциллограммы.

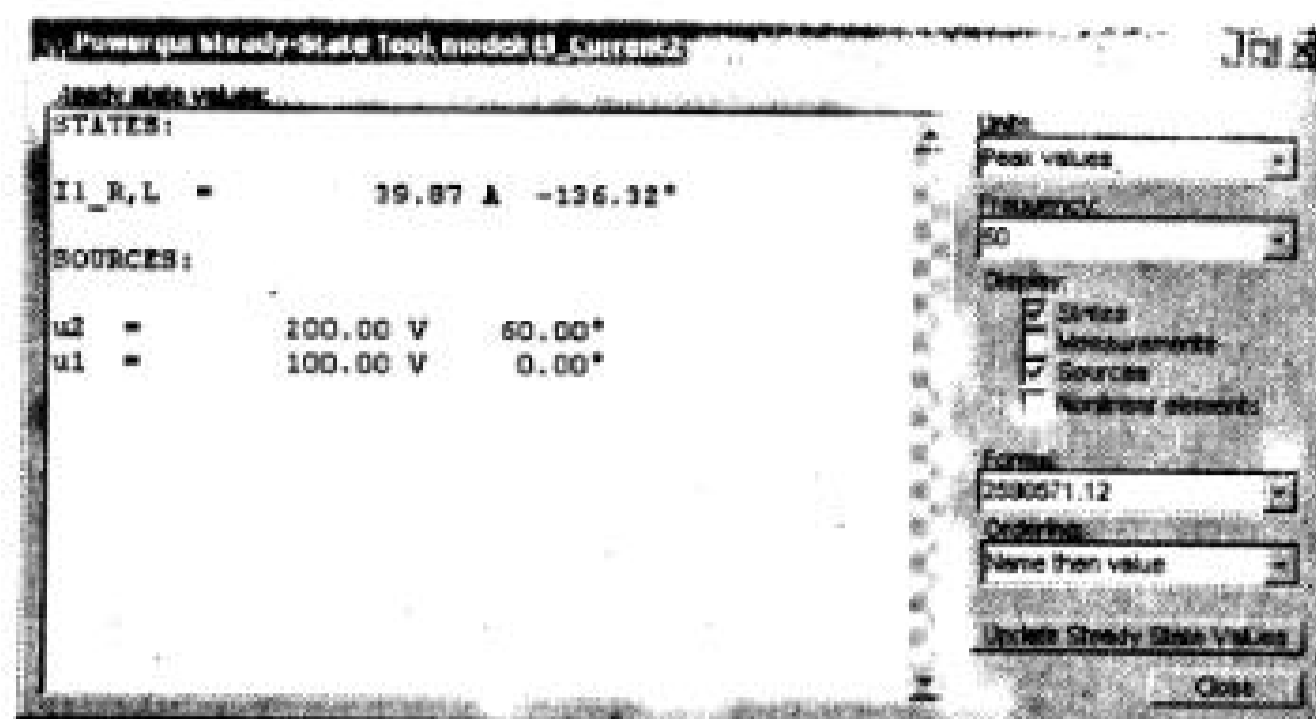


Рис. 4.12. Окно блока Powergui

Измеренные блоком Powergui амплитуды и начальные фазы на всех элементах модели определяются в окне этого блока (рис. 4.12).

#### 4.4.3. AC Current Source. Идеальный источник переменного (синусоидального) тока

Пиктограмма и окно настройки блока приведены на рис. 4.13. В полях окна задания параметров задаются: *Peak Amplitude (A)* — амплитуда выходного тока источника; *Phase (deg)* — начальная фаза; *Frequency (Hz)* — частота источника. (Гц); *Sample time* — шаг дискретизации по времени выходного тока источника при создании дискретных моделей; *Measurements* — параметр позволяет выбрать передаваемые в блок Multimeter переменные.

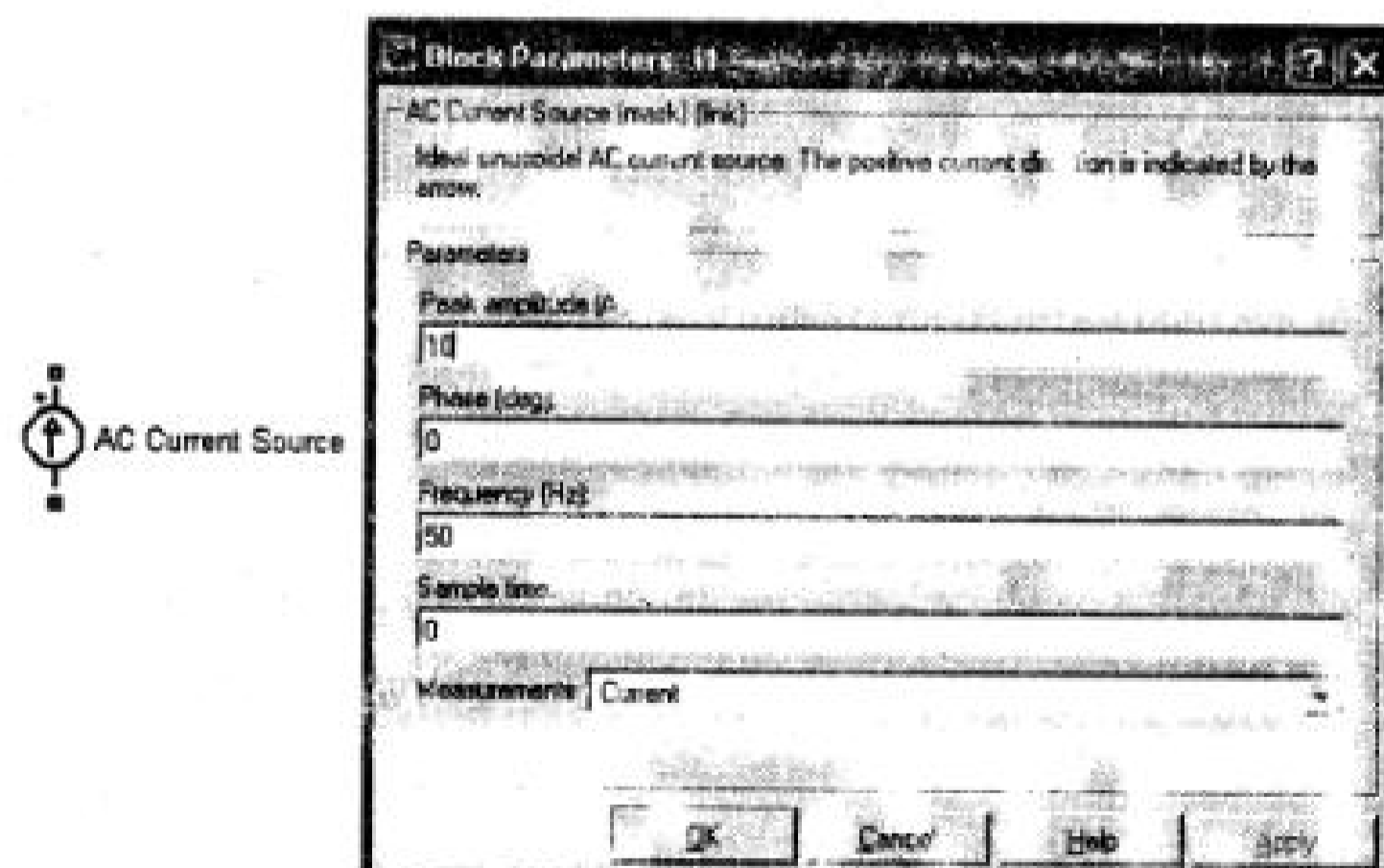


Рис.4.13. Пиктограмма и окно настройки блока идеального источника синусоидального тока

Блок является идеальным источником тока, т. е. его собственное сопротивление равно бесконечности. Не допускается включение параллельно блоку индуктивности без добавочных параллельно включенных R или C.

**Пример 4.3.** На рис. 4.14 показана схема, моделирующая работу двух источников тока с параметрами  $i_1 = 10 \sin 2\pi * 50t$  и  $i_2 = 20 \sin(2\pi * 50t + \pi/6)$  на параллельную R, L, C нагрузку (файл *El\_Current3*). Ток в нагрузке является суммой токов этих двух источников.

Напряжение и ток нагрузки видны из осциллограммы. Амплитуды и начальные фазы напряжения на нагрузке и токов во всех элементах схемы определяются в окне блока Powergui (рис. 4.15).

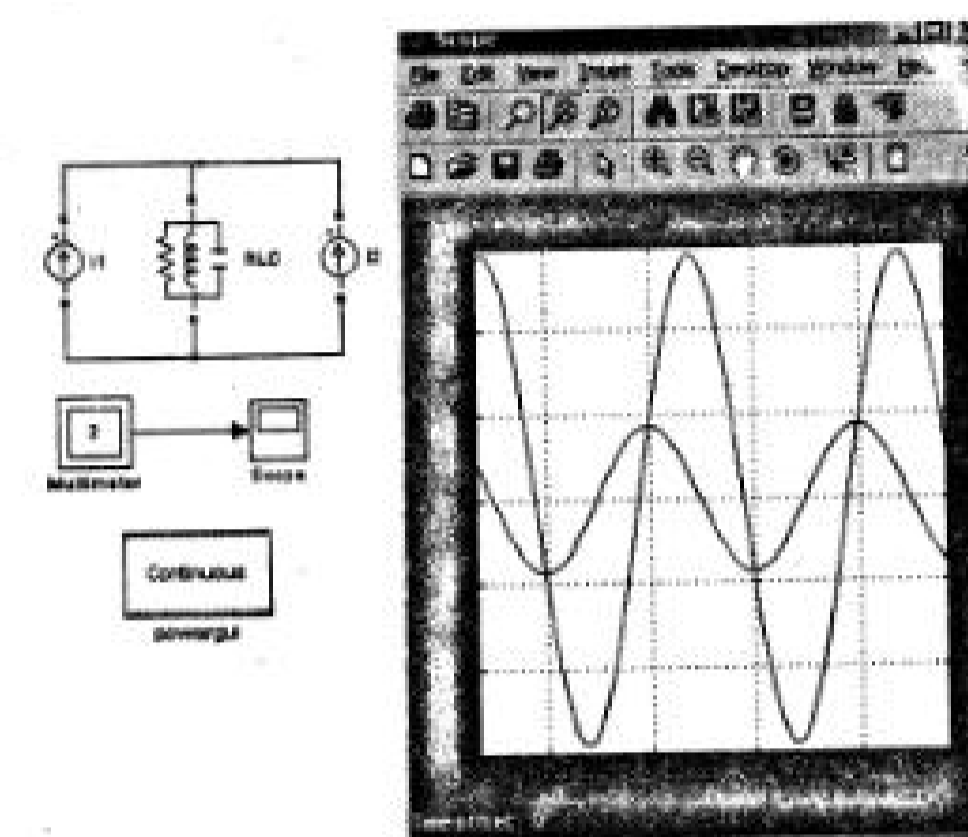


Рис. 4.14. Модель параллельного включения двух источников синусоидального тока на общую нагрузку

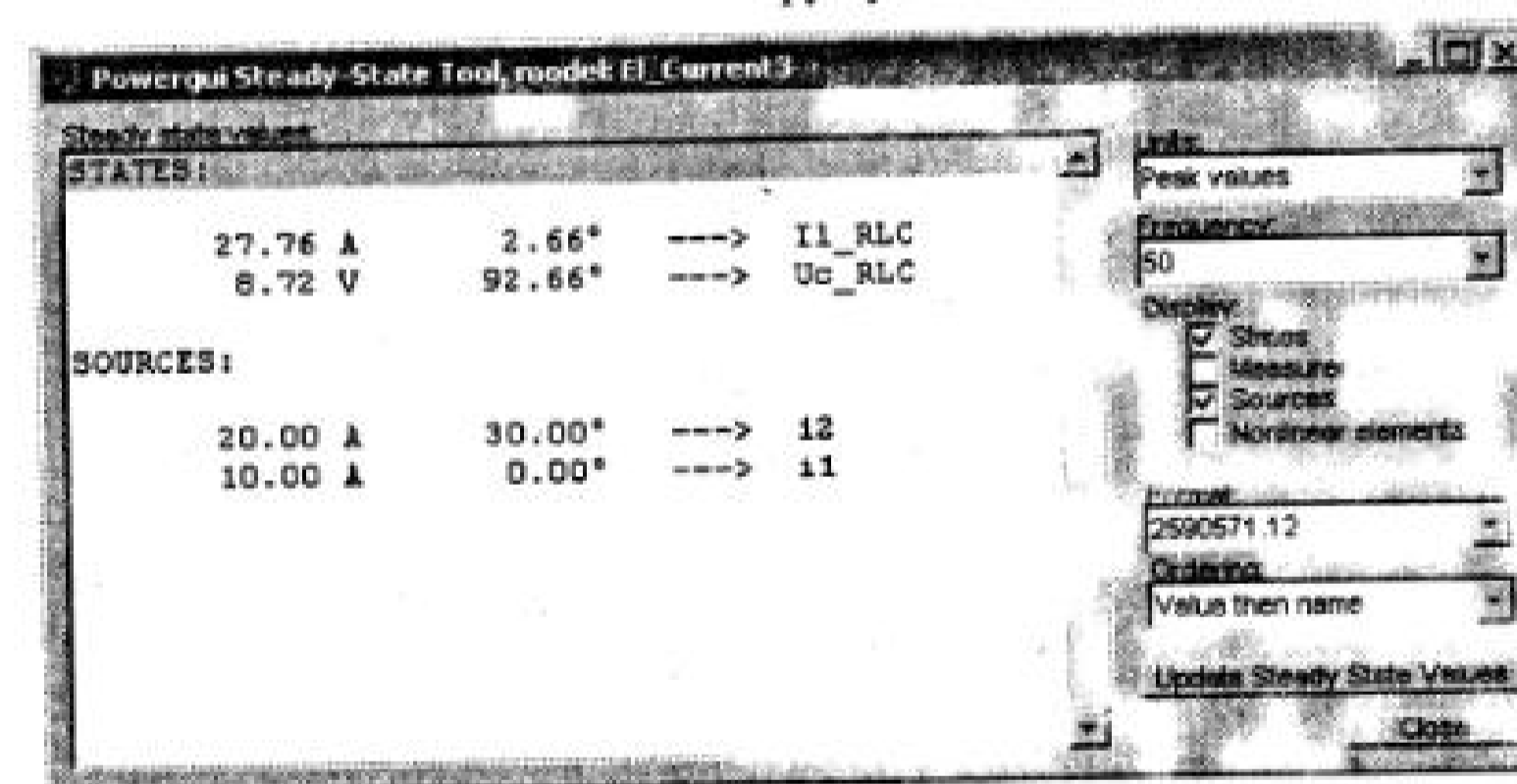


Рис. 4.15. Окно блока Powergui

#### 4.4.4. Controlled Voltage Source. Управляемый источник напряжения. Controlled Current Source. Управляемый источник тока

Пиктограммы блоков показаны на рис. 4.16. Блоки вырабатывают напряжение (ток) в соответствии с сигналом управления.



Рис. 4.16. Пиктограммы управляемых источников напряжения и тока

Окна задания параметров блоков показаны на рис. 4.17. В полях окна задаются: *Initialize* — [Инициализация]. При установке флажка выполняется инициализация источника с заданными начальными параметрами — амплитудой, фазой и частотой.

*Source type* — тип источника указывается, если требуется инициализация источника. Если инициализация источника не задана, то параметр недоступен. Значение параметра выбирается из списка:

- AC — источник переменного напряжения (тока),
- DC — источник постоянного напряжения (тока).

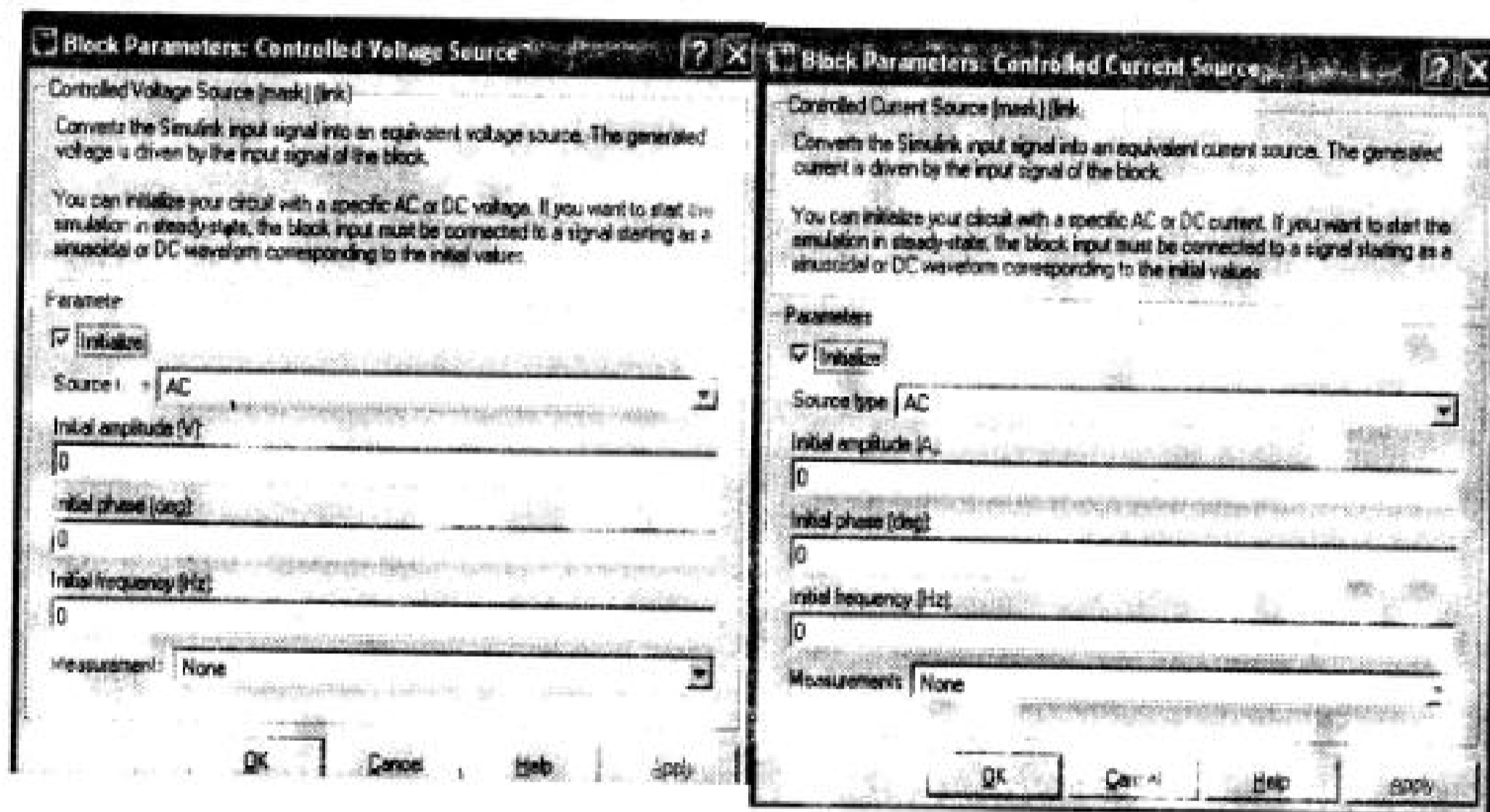


Рис. 4.17. Окна настройки параметров управляемых источников

*Initial amplitude* — начальное значение выходного напряжения (тока) источника. *Initial phase (deg)* — начальная фаза (град). *Initial frequency (Hz)* — начальная частота источника (Гц). *Measurements* — измеряемые переменные. Параметр позволяет выбрать передаваемые в блок Multimeter переменные.

**Пример 4.4.** На рис. 4.18 показана схема с использованием управляемого источника напряжения и тока, формирующих по сигналу управления синусоидальные напряжение и ток в разветвленной электрической цепи, состоящей из R, L, C элементов (файл *El\_Current3*). На осциллограмме представлены напряжение и ток в параллельной R, L, C ветви.

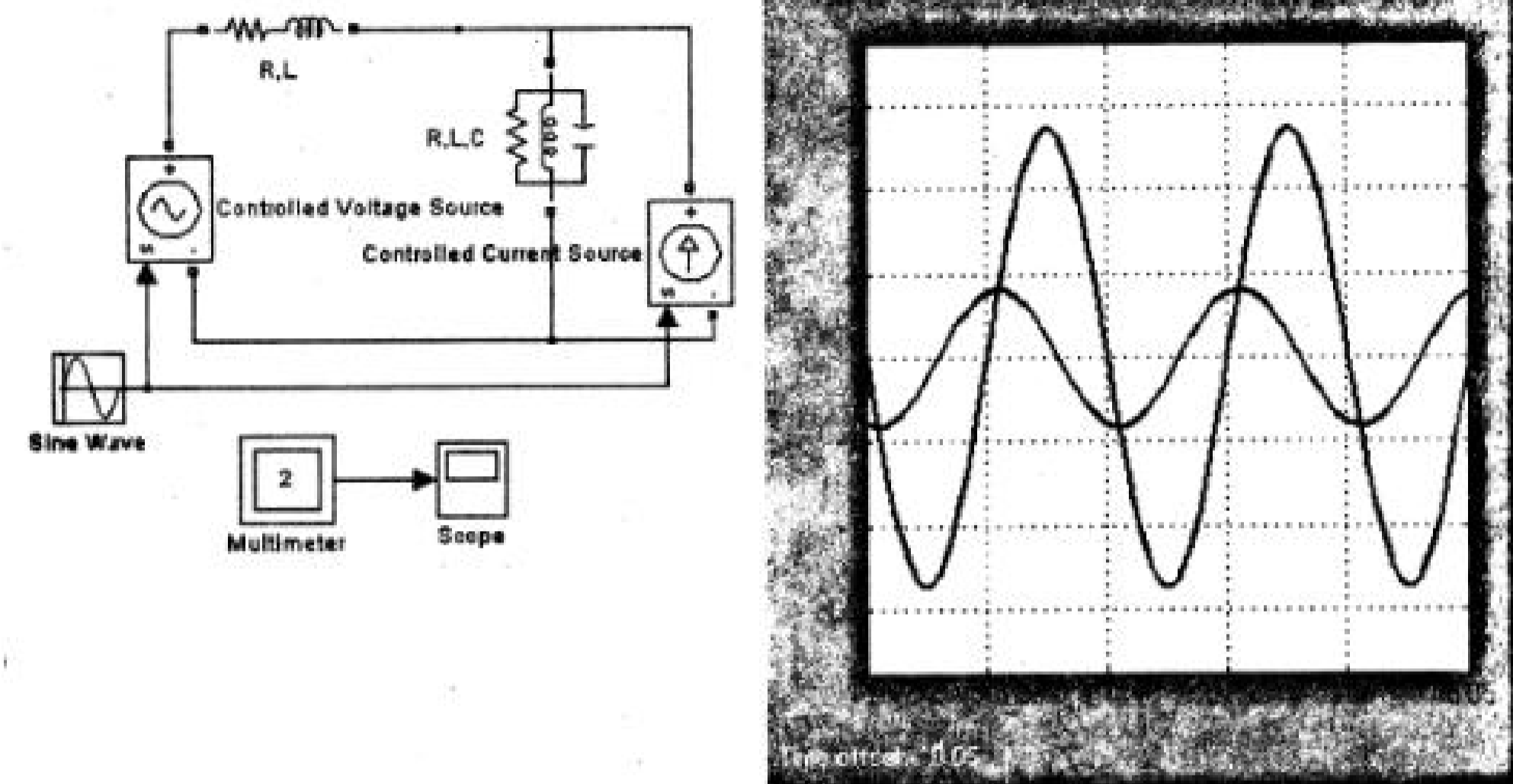


Рис. 4.18. Модель электрической цепи с двумя управляемыми источниками

#### 4.4.5. 3-Phase Source. Трехфазный источник синусоидального напряжения

Пиктограмма блока и окно задания параметров показаны на рис. 4.19.

В полях окна задаются: *Phase-to-phase rms voltage (V)* — действующее значение линейного напряжения (В); *Phase angle of phase A (deg)* — начальная фаза напряжения в фазе А (град); *Frequency (Hz)* — частота источника (Гц); *Internal connection* — соединение фаз источника. Значение параметра выбирается из списка:

- Y — звезда,
- Yn — звезда с нулевым проводом,
- Yg — звезда с заземленной нейтралью.

Если флажок в поле *Specify impedance using short-circuit level* не установлен, то задаются: внутреннее сопротивление (*Source resistance Ohms*) и индуктивность (*Source inductance H*) источника (рис. 4.19). Если флажок в этом поле установлен, то задаются параметры короткого замыкания источника: *3-Phase short-circuit level at base voltage (VA)* — мощность короткого замыкания при базовом значении напряжения; *Base voltage (Vrms ph-ph)* — действующее значение линейного базового напряжения; величина базового линейного напряжения источника, при котором определена мощность короткого замыкания; *X/R ratio* — отношение индуктивного и активного сопротивлений.

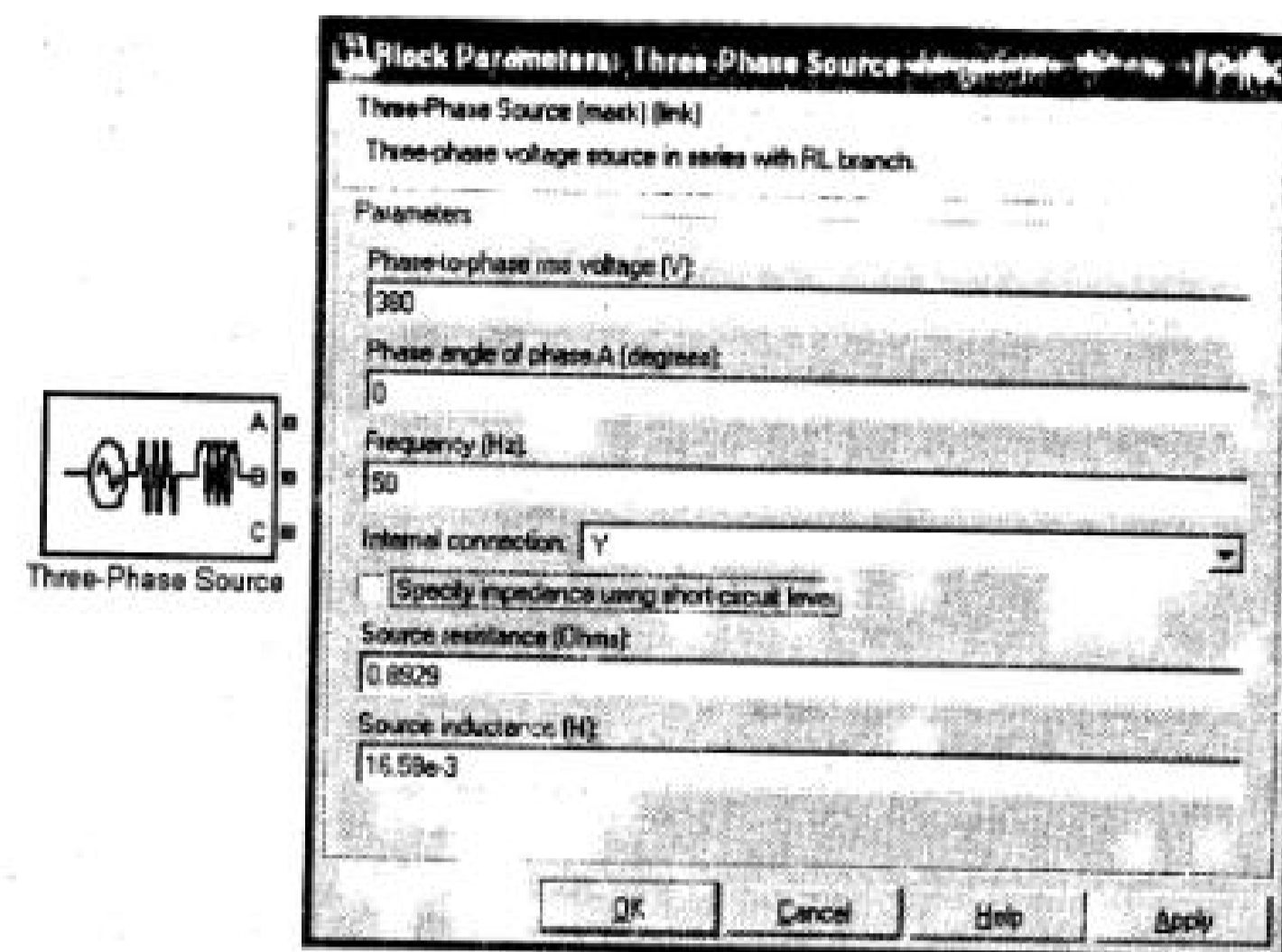


Рис. 4.19. Пиктограмма и окно настройки параметров трехфазного источника синусоидального напряжения

**Пример 4.5.** На рис. 4.20 показана схема с использованием трехфазного источника напряжения, подключаемого к несимметричной трехфазной нагрузке, состоящей только из резисторов (*файл El\_Current5*). Блоки Current Measurement и Voltage Measurement находятся в библиотеке Measurements пакета Sim Power System. Эти блоки не имеют настраиваемых параметров. На осциллограмме представлены напряжение и ток фазы C. Читателю следует задуматься над вопросом, почему в данной электрической цепи при чисто резистивной нагрузке напряжение и ток сдвинуты по фазе?

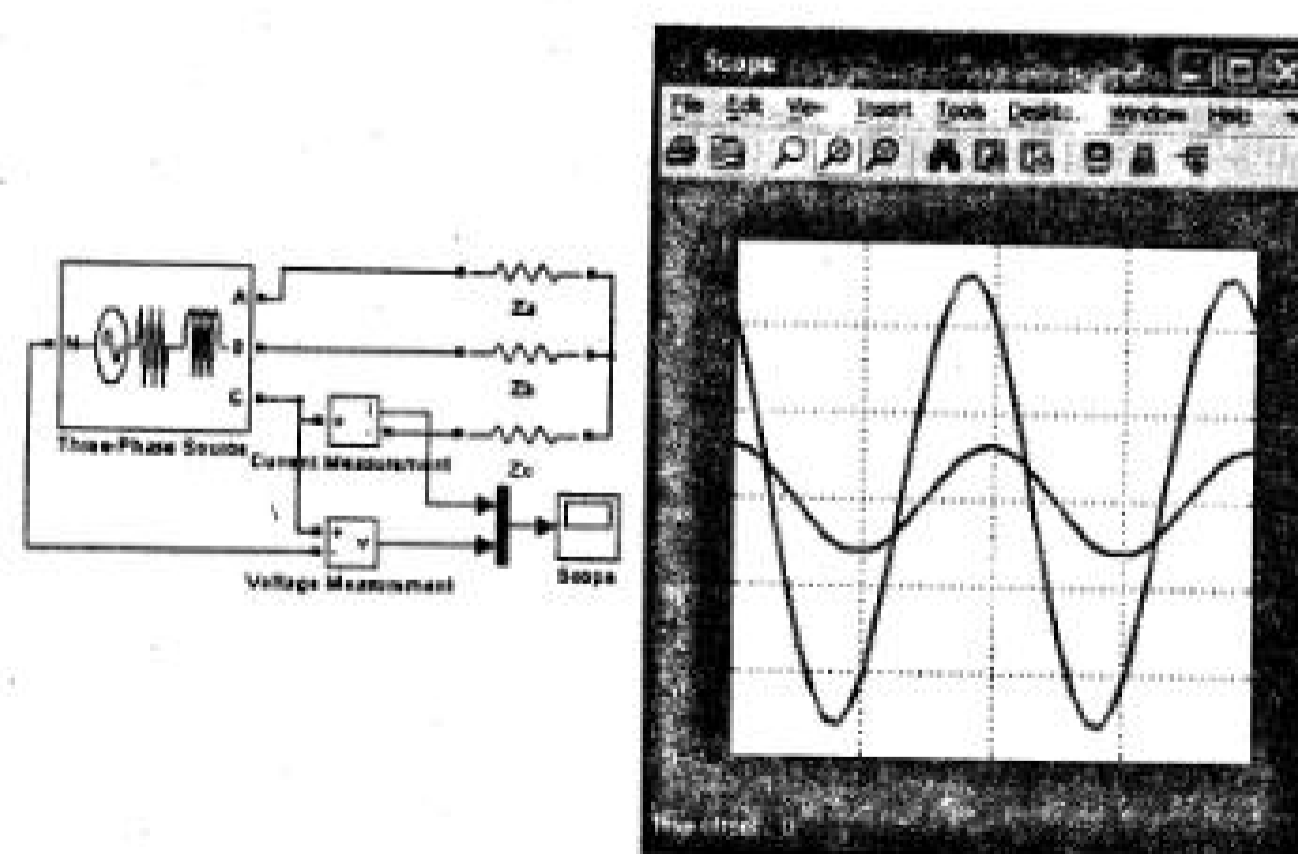


Рис. 4.20. Модель трехфазной электрической цепи

## 4.5. Пассивные элементы силовых полупроводниковых преобразователей в Sim Power System

### 4.5.1. Введение

При расчетах электромагнитных процессов в силовых преобразователях реальную электрическую цепь представляют в виде эквивалентной схемы, состоящей из отдельных идеальных участков, каждый из которых обладает только сопротивлением, только индуктивностью или только емкостью. Например, катушку можно заменить схемой двух последовательно соединенных участков, из которых первый обладает только сопротивлением, второй — индуктивностью, емкостью же катушки часто можно пренебречь или учесть ее параллельно подключенным конденсатором.

Соотношение между напряжениями, токами и мощностями цепи подчинены законам Ома, Фарадея, Кулона, Кирхгофа и Джоуля—Ленца.

Все эти законы справедливы и в цепи переменного тока для мгновенных значений напряжения, токов и мощностей, если эти значения берутся для одного момента времени. Но при переменных напряжениях и токах электрические и магнитные поля тоже переменны и будут создавать в самой цепи переменные *эдс*; эти внутренние *эдс* также как и напряжение, приложенное к цепи, необходимо учитывать при применении основных законов. Таким образом, расчеты цепей сводятся по существу к моделированию эквивалентных схем с сосредоточенными параметрами, что и рассматривается в дальнейшем. В цепях переменного тока напряжения и токи непрерывно изменяют свое направление. При математическом описании электрической схемы составление уравнений осуществляется по законам Ома и Кирхгофа. При этом необходимо задаться произвольным условным направлением напряжений и токов в элементах.

В пакете Sim Power System условные направления токов и напряжений в элементах жестко заданы.

В горизонтально расположенных элементах за положительное направление тока и напряжения приняты направления слева направо, а в вертикально расположенных — сверху вниз.

### 4.5.2. Series RLC Branch. Последовательная RLC-цепь. Parallel RLC Branch. Параллельная RLC-цепь. 3-Phase Series RLC Branch. Трехфазная последовательная RLC-цепь. 3-Phase Parallel RLC Branch. Трехфазная параллельная RLC-цепь

Пиктограммы пассивных электрических цепей показаны на рис. 4.21.

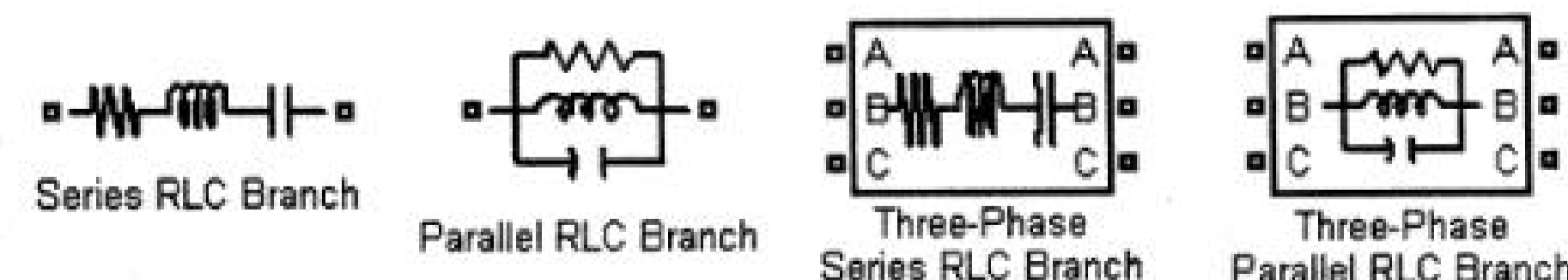


Рис. 4.21. Пиктограмма пассивных электрических цепей

Эти цепи моделируют последовательное или параллельное включение резистора, индуктивности и конденсатора в однофазном или трехфазном симметричном варианте.

Окно задания параметров для всех блоков идентично. Для трехфазной последовательной цепи оно показано на рис. 4.22.

В поле Branch type задается тип цепи. Здесь доступны различные сочетания, которые видны из рис. 4.22. В полях окна задаются:

- Resistance R (Ohms)* — величина резистора(Ом);
- Inductance L (H)* — величина индуктивности (Гн);
- Capacitance C (F)* — величина емкости (Ф);
- Measurements* - измеряемые переменные. Параметр позволяет выбрать, передаваемые в блок Multimeter, переменные. Значения параметра выбираются из списка:
  - *None* — нет переменных для отображения;
  - *Branch voltage* — напряжение на зажимах цепи;
  - *Branch current* — ток цепи;
  - *Branch voltage and current* — напряжение и ток цепи;

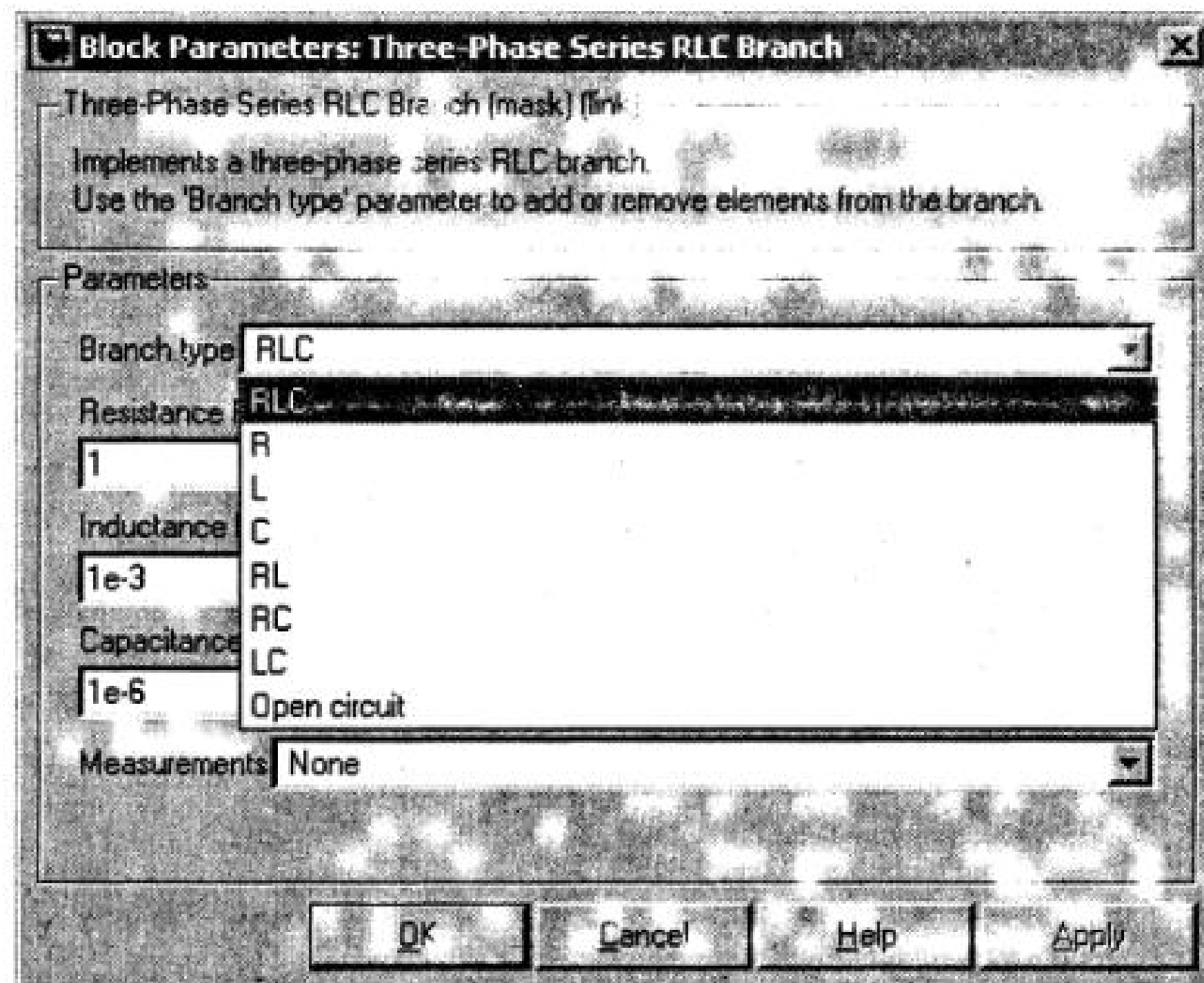


Рис. 4.22. Пиктограмма блока пассивной электрической цепи

**Пример 4.6.** На рис. 4.23 показана схема трехфазной цепи с соединением звезда-звезда без нулевого провода для измерения активной и реактивной мощности (файл *El\_Current6*).

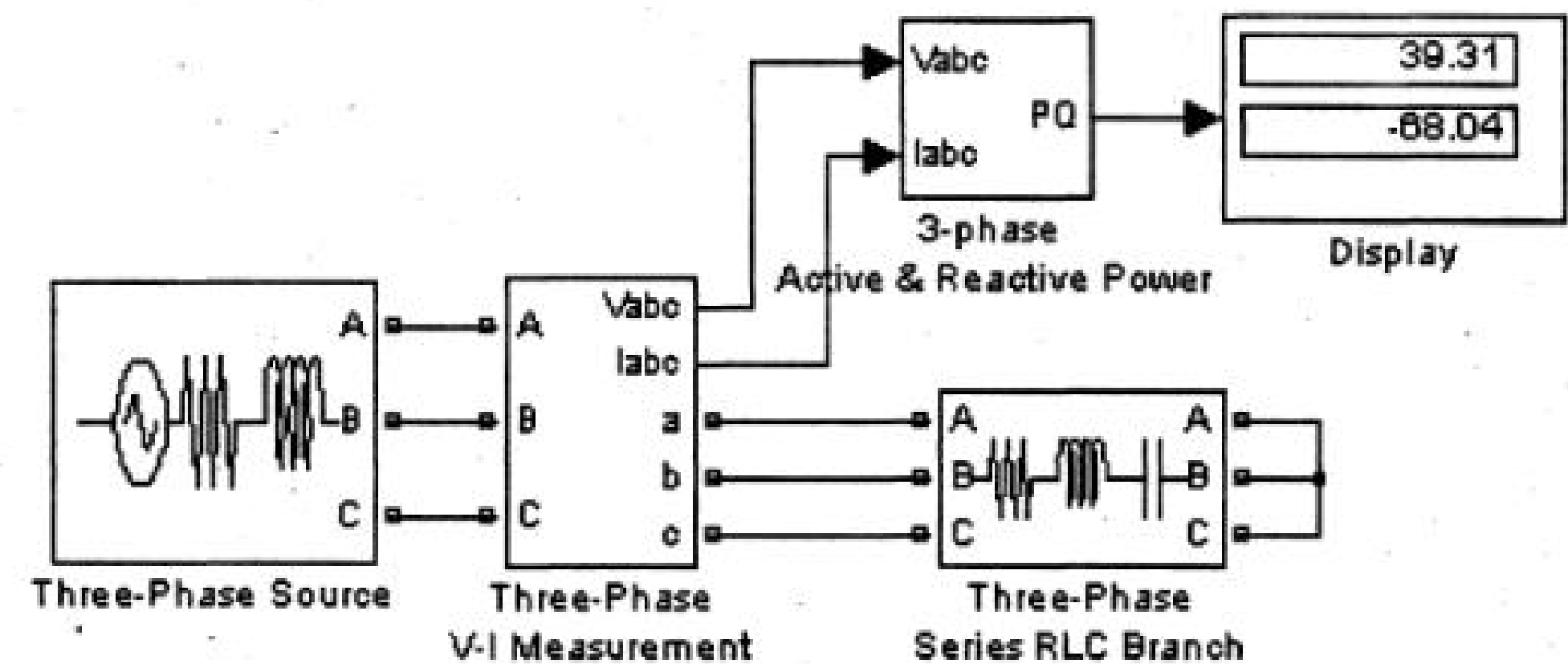


Рис. 4.23. Модель трехфазной электрической цепи

На схеме трехфазный источник переменного напряжения с линейным напряжением 380В и частотой 50Гц подключается к симметричной трехфазной нагрузке с параметрами:  $R = 1 \text{ Ом}$ ,  $L = 1 \text{ мГн}$  и  $C = 1 \text{ мкФ}$ . Результаты измерения активной и реактивной мощности видны на экране блока Display.

#### 4.5.3. Series RLC Load. Последовательная RLC-нагрузка. Parallel RLC Load. Параллельная RLC-нагрузка. 3-Phase Series RLC Load. Трехфазная последовательная RLC-нагрузка. 3-Phase Parallel RLC Load. Трехфазная параллельная RLC-нагрузка

Пиктограммы пассивных электрических нагрузок показаны на рис. 4.24.

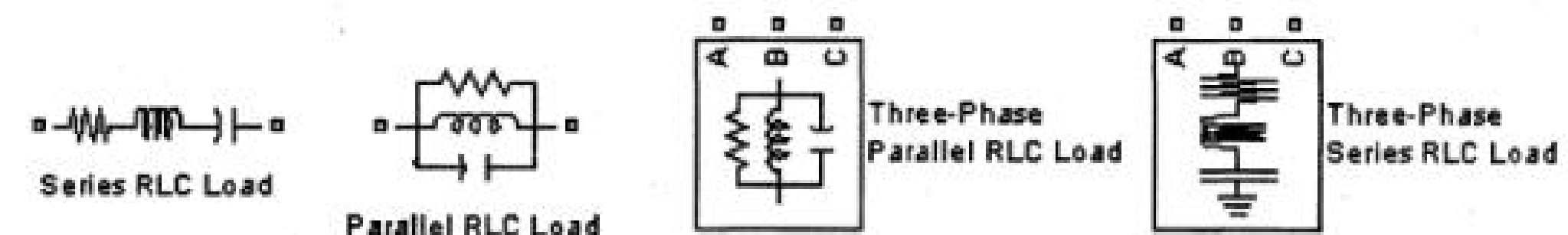


Рис. 4.24. Пиктограммы пассивных электрических нагрузок

Окно задания параметров (рис. 4.25) практически аналогично для всех блоков. В полях окна настройки параметров задаются: Configuration (только для трехфазных цепей) — позволяет выбрать схему соединения. В раскрывающемся списке выбирается одно из соединений:

- Звезда с заземленной нейтралью.
- Звезда без вывода нейтрального провода.

- Звезда с нейтральным проводом.
- Треугольник.

*Nominal voltage  $V_n$  (Vrms)* — номинальное фазное действующее напряжение (В). Значение действующего напряжения цепи, для которого определены мощности элементов.

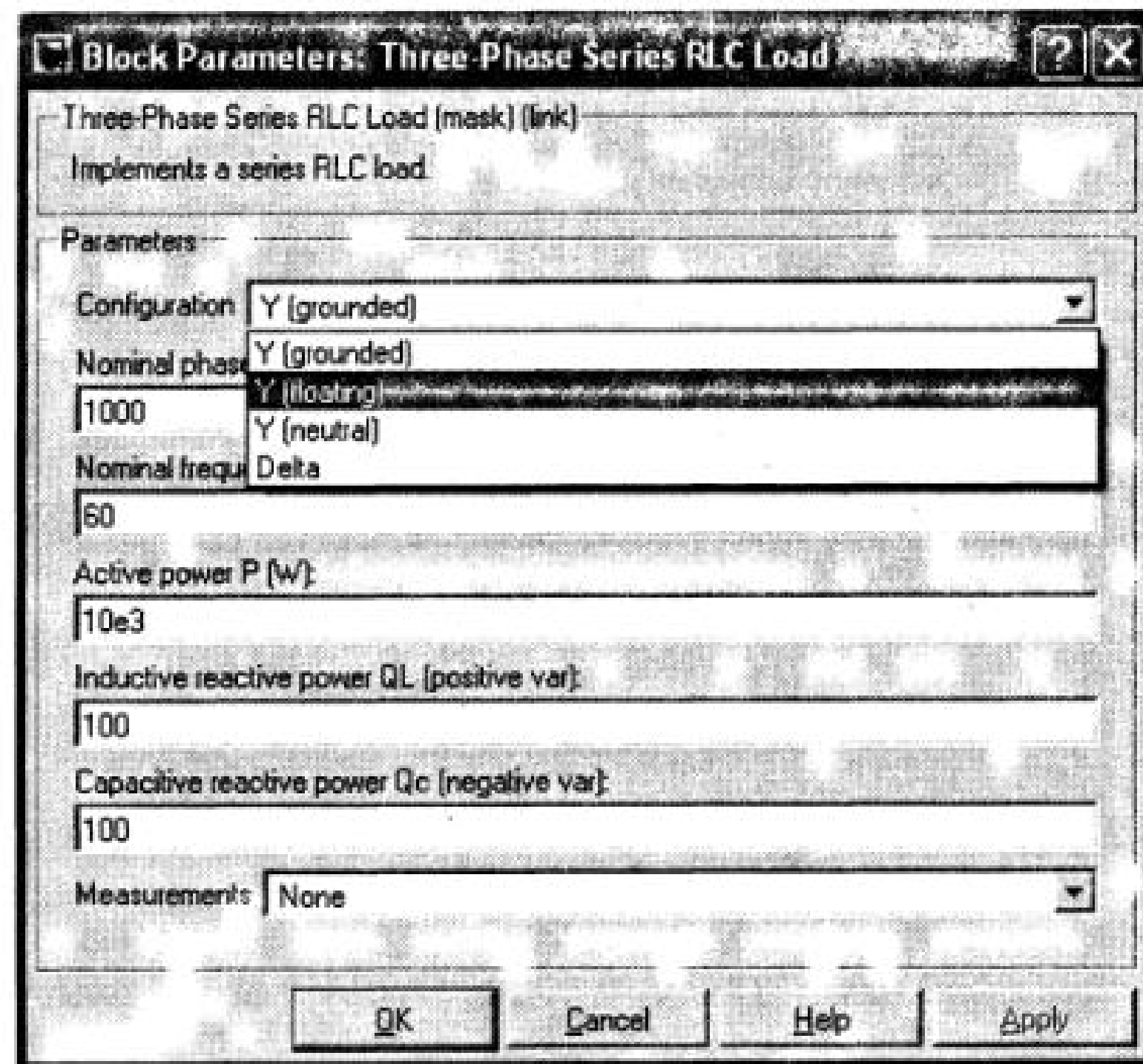


Рис. 4.25. Окно задания параметров пассивной нагрузки

*Nominal frequency  $f_n$  (Hz)* — номинальная частота (Гц). Значение частоты, для которой определены мощности элементов. *Active power  $P$  (W)* — активная мощность (Вт). *Inductive reactive power  $Q_L$  (positive var)* — реактивная мощность индуктивности (ВАр). *Capacitive reactive power  $Q_C$  (negative var)* — реактивная мощность емкости (ВАр). *Measurements* — измеряемые переменные. Параметр позволяет выбрать передаваемые в блок Multimeter переменные. Значения параметра выбираются из списка:

- *None* — нет переменных для отображения,
- *Branch voltage Voltage* — напряжение на зажимах цепи,
- *Branch current* — ток цепи,
- *Branch voltage and current* — напряжение и ток цепи.

#### 4.5.4. Breaker. Выключатель переменного тока. 3-Phase Breaker. Трехфазный выключатель переменного тока

Блоки Breaker и 3-Phase Breaker моделируют выключатели переменного тока.

Выключатель может управляться внешним входным сигналом или от встроенного таймера. Включение устройства выполняется единичным управляющим сигналом. Команда на выключение задается нулевым уровнем сигнала, при этом выключение устройства осуществляется при уменьшении тока до нуля. Устройство имеет встроенную искрогасящую RC-цепь, включенную параллельно контактам выключателя.

Пиктограммы блоков и окно задания параметров приведены на рис. 4.26.

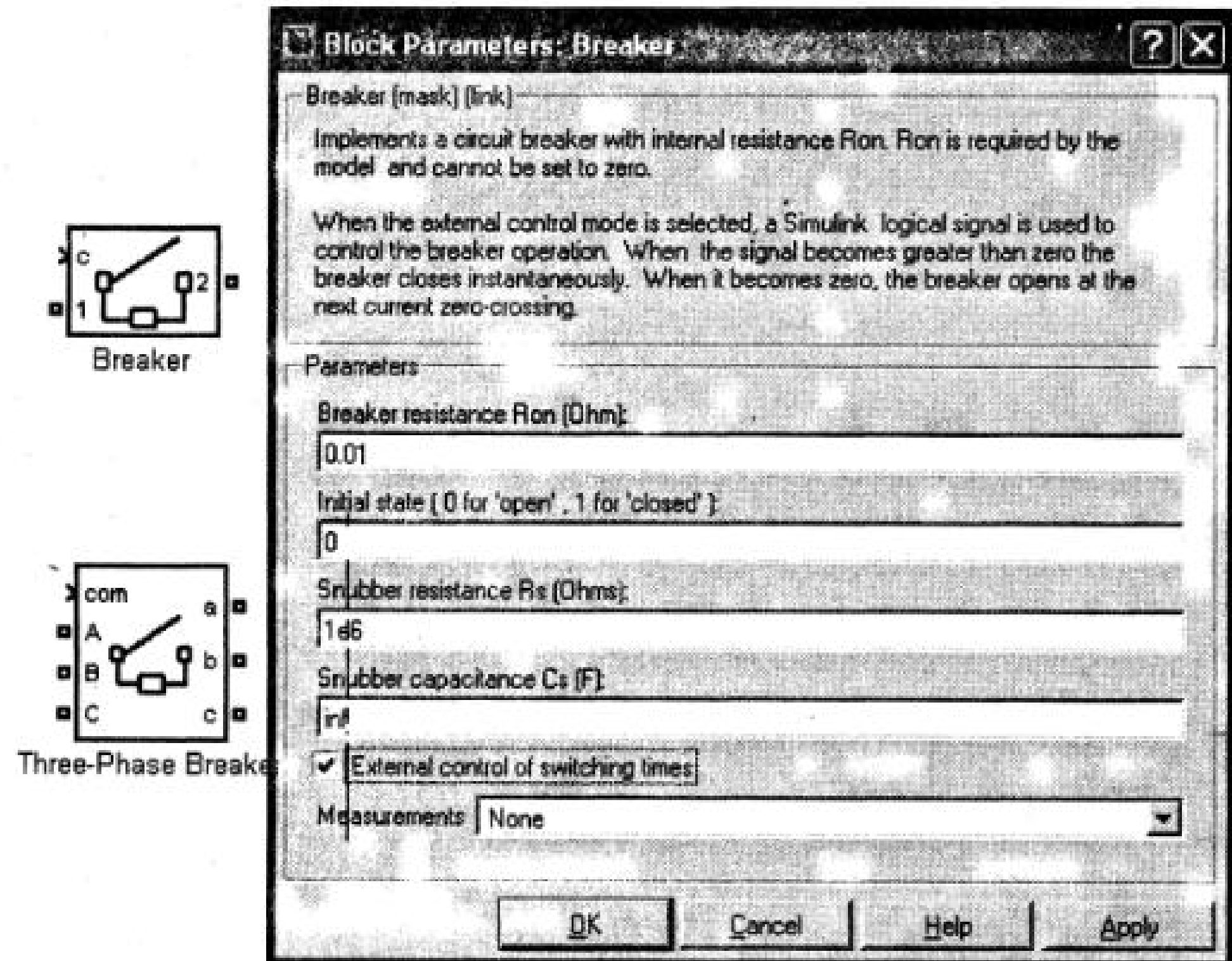


Рис. 4.26. Модель трехфазной электрической цепи с переключением звезда треугольник

В полях окна настройки параметров блока задаются: *Breaker resistance  $R_{on}$  (Ohm)* — сопротивление выключателя в замкнутом состоянии (Ом). *Initial state (0 for «open», 1 for «closed»)* — начальное состояние выключателя (0 — разомкнут, 1 — замкнут). *Snubber resistance  $R_s$  (Ohm)* — сопротивление демпфирующей цепи (Ом). *Snubber capacitance  $C_s$  (F)* — емкость демпфирующей цепи (Ф). *External control of switching times* — внешнее управление временем срабатывания.

При установке флажка на пиктограмме блока появляется входной управляющий порт. Если флажок в поле *External control of switching times* не поставлен, то появляется дополнительный параметр. *Switching times (s)* — время срабатывания выключателя. Параметр задается в виде вектора, определяющего моменты времени срабатывания выключателя. Например, при разомкнутом начальном состоянии ключа значение параметра, заданное вектором [0.005 0.01 0.02 0.03],

означает, что замыкание ключа будет выполняться в моменты времени 0.005с и 0.02с, а размыкание - в моменты времени 0.01с и 0.03с. *Measurements* – измеряемые переменные.

В трехфазном варианте окно параметров содержит три дополнительных поля: 1 *Switching of phase A* (Управление ключом фазы А). 2 *Switching of phase B* (Управление ключом фазы В) 3. *Switching of phase C* (Управление ключом фазы С). При снятом флажке управление соответствующим ключом не производится.

**Пример 4.7.** На рис. 4.27 показана схема, в которой блоки Three-Phase Breaker осуществляют переключение активно-индуктивной нагрузки со звезды на треугольник (файл *El\_Current7*). На осциллограмме токов хорошо видно, что в момент переключения имеет место значительный бросок тока. Кроме того, при включении на треугольник в каждой фазе появляется переходная постоянная составляющая. При параметрах нагрузки, которые приняты в примере ( $P=1000$  Вт,  $Q=500$  Вар), этот переходной процесс длится около 3 с.

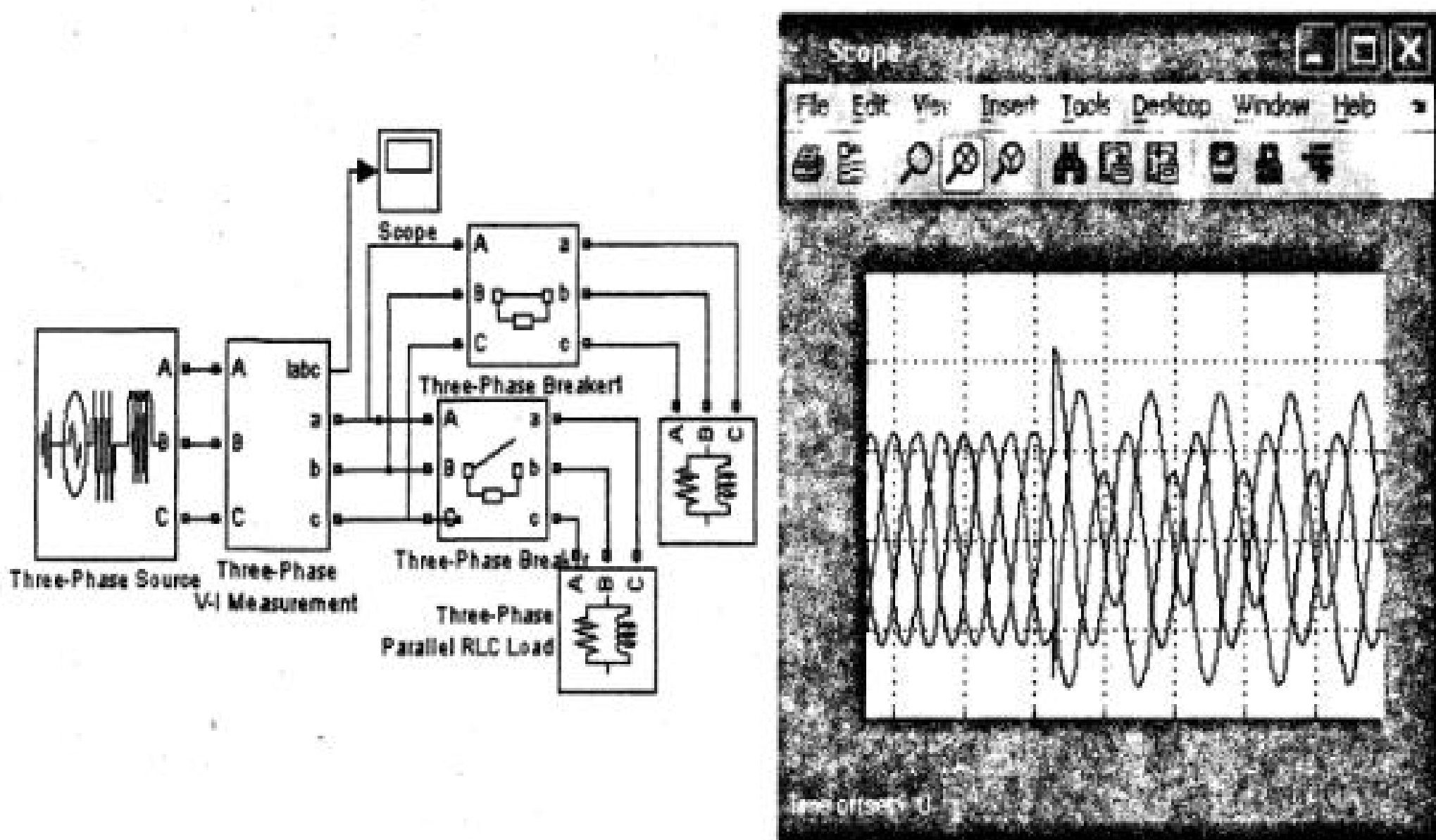


Рис. 4.27. Пиктограммы и окно задания параметров выключателей переменного тока

#### 4.5.5. The Three-Phase Fault block. Трехфазный блок повреждений

Трехфазный блок повреждений моделирует повреждения в трехфазной электрической цепи или в трехфазном силовом преобразователе, которые могут возникать в линии (между фазами) или в фазе (между фазой и землей). Внутренняя структура блока показана на рис. 4.28. Величина сопротивлений  $R_{on}$  и  $R_g$  задается в полях окна параметров блока *Fault resistances* и *Ground resistances* (рис. 4.29).

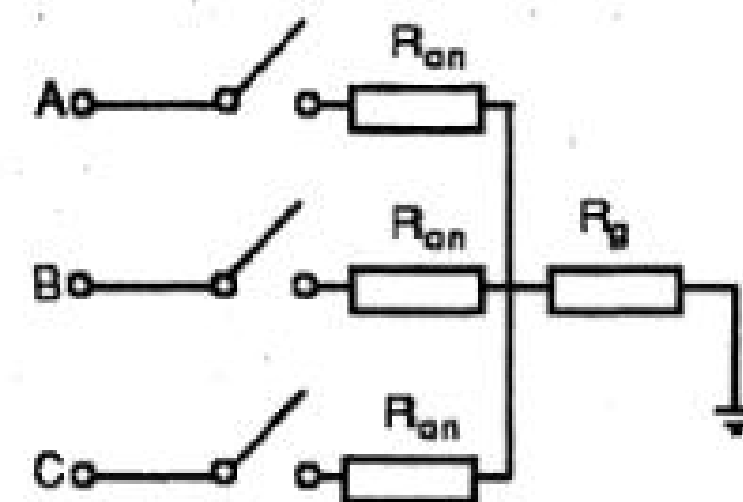


Рис. 4.28. Внутренняя структура блока Fault

В полях *Phase A fault*, *Phase B fault*, *Phase C fault*, *Ground fault* отмечаются ветви с повреждениями.

Если повреждение возникает в линии, то флажок в поле *Ground fault* не ставится, а отмечаются две фазы той линии, в которой наступило повреждение. При повреждении между фазой и землей (корпусом) флажками отмечается, как на рис. 4.37, фаза (*Phase A fault*) и *Ground fault*.

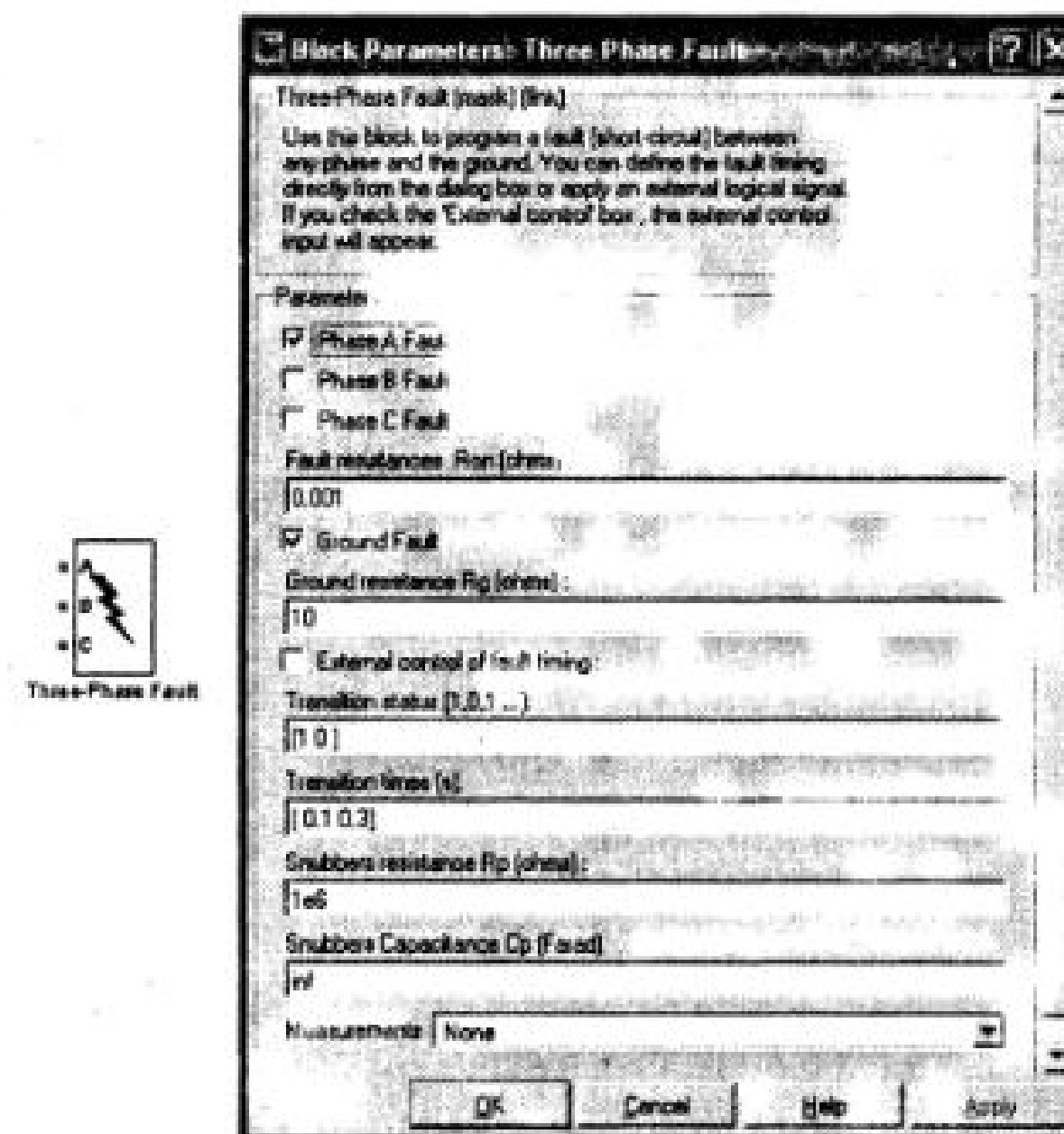


Рис. 4.29. Пиктограмма и окно настройки параметров блока Three-Phase Fault

Время наступления повреждения и его окончания может быть задано в поле *Transition time* (рис. 4.29). Если установлен флажок в поле *External control of fault timing*, то началом и концом повреждения можно управлять от внешнего сигнала (в этом случае пиктограмма блока будет содержать дополнительный порт). Состояние цепи до начала повреждения и во время повреждения задается в поле *Transition status* (1 — не поврежден, 0 — поврежден).

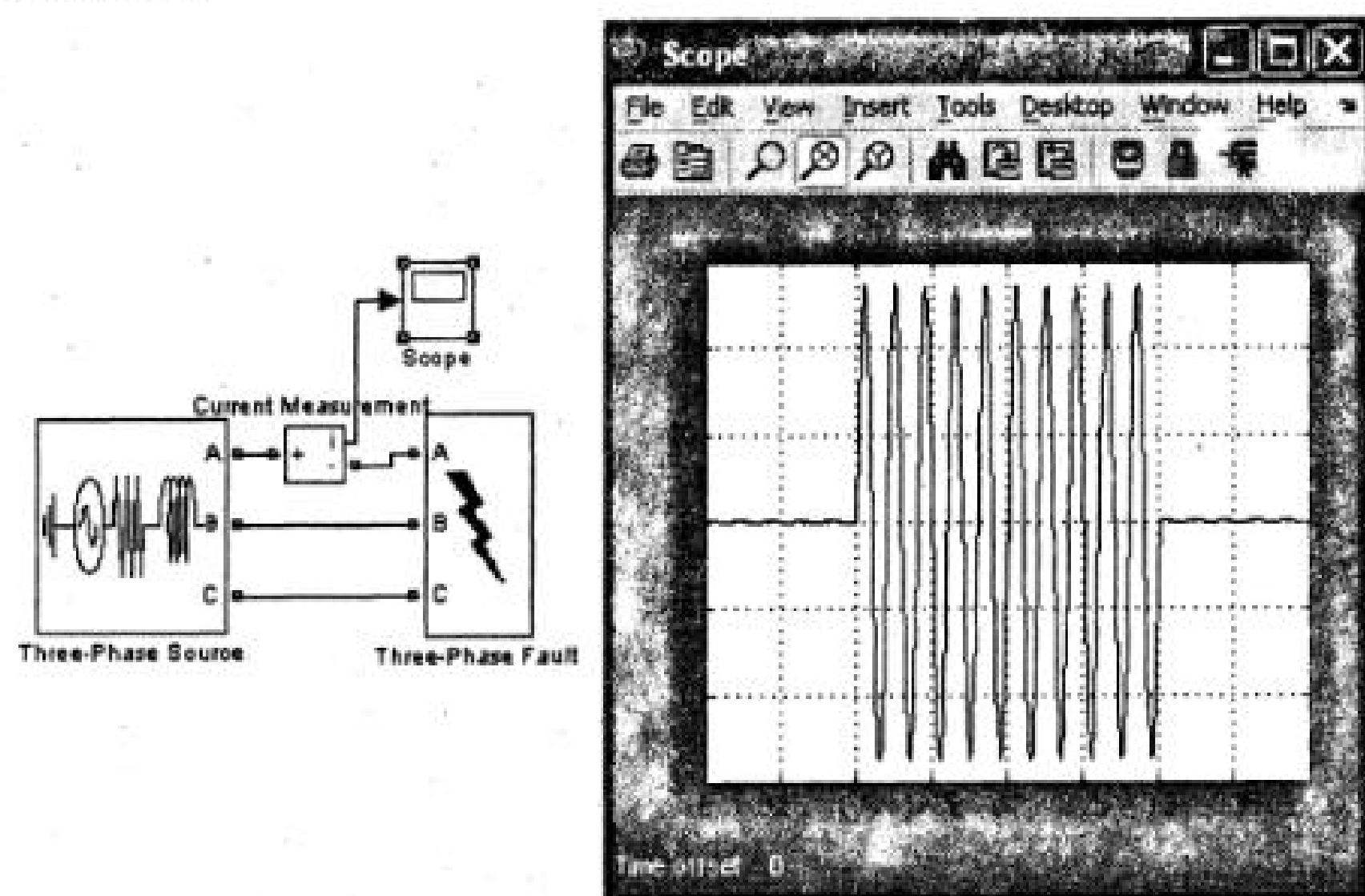


Рис. 4.30. Модель повреждения в электрической цепи

#### 4.5.6. Трансформаторы

В библиотеке Sim Power System/Elements имеется значительное количество различных трансформаторов (рис. 4.31):

Linear Transformer — линейный однофазный двух- или трехобмоточный трансформатор.

Multi-Winding Transformer — многообмоточный однофазный трансформатор.

Three-Phase Transformer (Two Windings) — двухобмоточный трехфазный трансформатор.

Three-Phase Transformer (Three Windings) — трехобмоточный трехфазный трансформатор.

Three-Phase Transformer 12 Terminals — двухобмоточный трехфазный трансформатор с выведенными наружу зажимами всех обмоток.

Zigzag Phase-Shifting Transformer — трехобмоточный трехфазный трансформатор, у которого первичная и одна из вторичных обмоток соединены в зигзаг, соединение другой вторичной обмотки выбирается из выпадающего списка.

Схема замещения трансформатора приведена на рис. 4.32. Для всех трансформаторов параметры схемы замещения задаются в относительных величинах. Эти параметры рассчитываются исходя из паспортных данных на трансформатор.

Ниже, в качестве примера, приведены паспортные данные (таб. 4.1) на трехфазные силовые трансформаторы и показано, как использовать эти данные для расчета относительных параметров трансформатора.

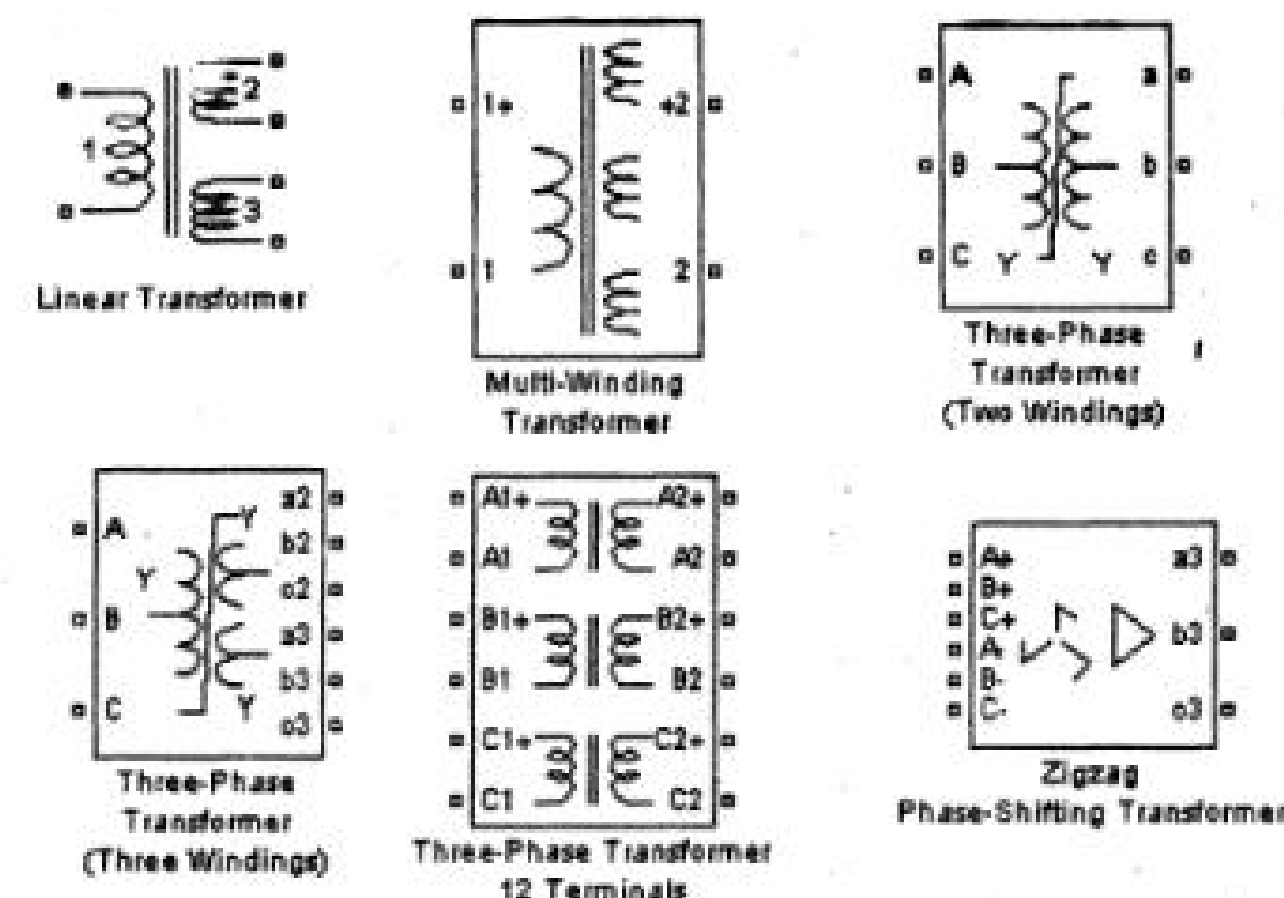


Рис. 4.31. Различные модели трансформаторов в SimPower System

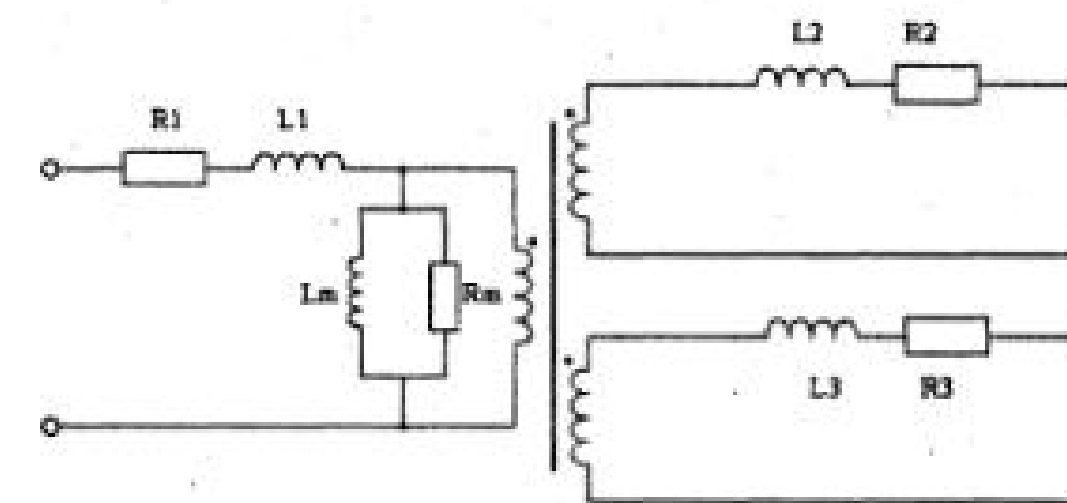


Рис. 4.32. Схема замещения трансформатора

Тип трансформатора	$S_H$ кВА	$U_{k3}$ %	$P_{k3}$ Вт	$P_0$ Вт	$I_0$ %
ТС-10/066	10	4,5	280	90	7
ТС-16/066	16	4,5	400	125	5,8
ТС-25/066	25	4,5	560	180	4,8
ТС-40/066	40	4,5	800	250	4,0
ТС-63/066	63	4,5	1090	355	3,3
ТС-100/066	100	4,5	1500	500	2,7
ТС-160/066	160	4,5	2060	710	2,3

Таблица 4.1.

Примечание:

Номинальное напряжение на первичной обмотке  $U_{1H} = 660V$ , номинальные вторичные напряжения — 230V и 400V.

Расчет относительных параметров трансформатора.

1. Полное базовое сопротивление  $Z_B(OM) = \frac{U_{1H}^2}{S_H} \left( \frac{B^2}{Bm} \right)$ .
2. Номинальный ток первичной обмотки трансформатора  $I_{1H}(A) = \frac{S_H}{U_{1H}} \left( \frac{BA}{B} \right)$ .
3. Коэффициент мощности при коротком замыкании  $\cos \varphi_K = \frac{P_K}{U_{K3} I_{1H}} \left( \frac{Bm}{BA} \right)$ ,

где  $U_{K3} = U_{K3}(\%) \cdot U_{1H} / 100$ .

4. Полное сопротивление короткого замыкания  $Z_{K3}(OM) = \frac{U_{K3}}{I_{1H}} \left( \frac{B}{A} \right)$ .
5. Активное сопротивление короткого замыкания  $r_{K3} = Z_{K3} \cos \varphi_K(OM)$ .
6. Реактивное сопротивление короткого замыкания  $x_{K3} = Z_{K3} \sin \varphi_K(OM)$ .
7. Относительные сопротивления первичной и вторичной обмоток

$$R_1(pu) = R_2(pu) = \frac{r_{K3}}{2Z_B}.$$

8. Относительные индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток

$$L_1(pu) = L_2(pu) = \frac{x_{K3}}{2Z_B}.$$

9. Коэффициент мощности при холостом ходе  $\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{U_{1H} I_0} \left( \frac{Bm}{BA} \right)$ , где  $I_0(A) = I_0(\%) \cdot I_{1H} / 100$ .

10. Полное сопротивление холостого хода  $Z_0(OM) = \frac{U_{1H}}{I_0} \left( \frac{B}{A} \right)$ .

11. Активное сопротивление холостого хода  $r_0 = Z_0 / \cos \varphi_0(OM)$ .

12. Реактивное сопротивление холостого хода  $x_0 = Z_0 / \sin \varphi_0(OM)$ .

13. Относительное сопротивление ветви намагничивания  $R_m(pu) = \frac{r_0}{Z_B}$ .

14. Относительная индуктивность ветви намагничивания  $L_m(pu) = \frac{x_0}{Z_B}$ .

Ниже рассматривается один тип трансформатора — трехфазный трехобмоточный трансформатор.

#### 4.5.7. Three-phase Transformer (Three Windings). Трехфазный трехобмоточный трансформатор

Модель построена на основе трех однофазных трансформаторов. В модели может учитываться нелинейность характеристики намагничивания материала сердечника и гистерезис. Окно задания параметров трансформатора показано на рис. 4.33.

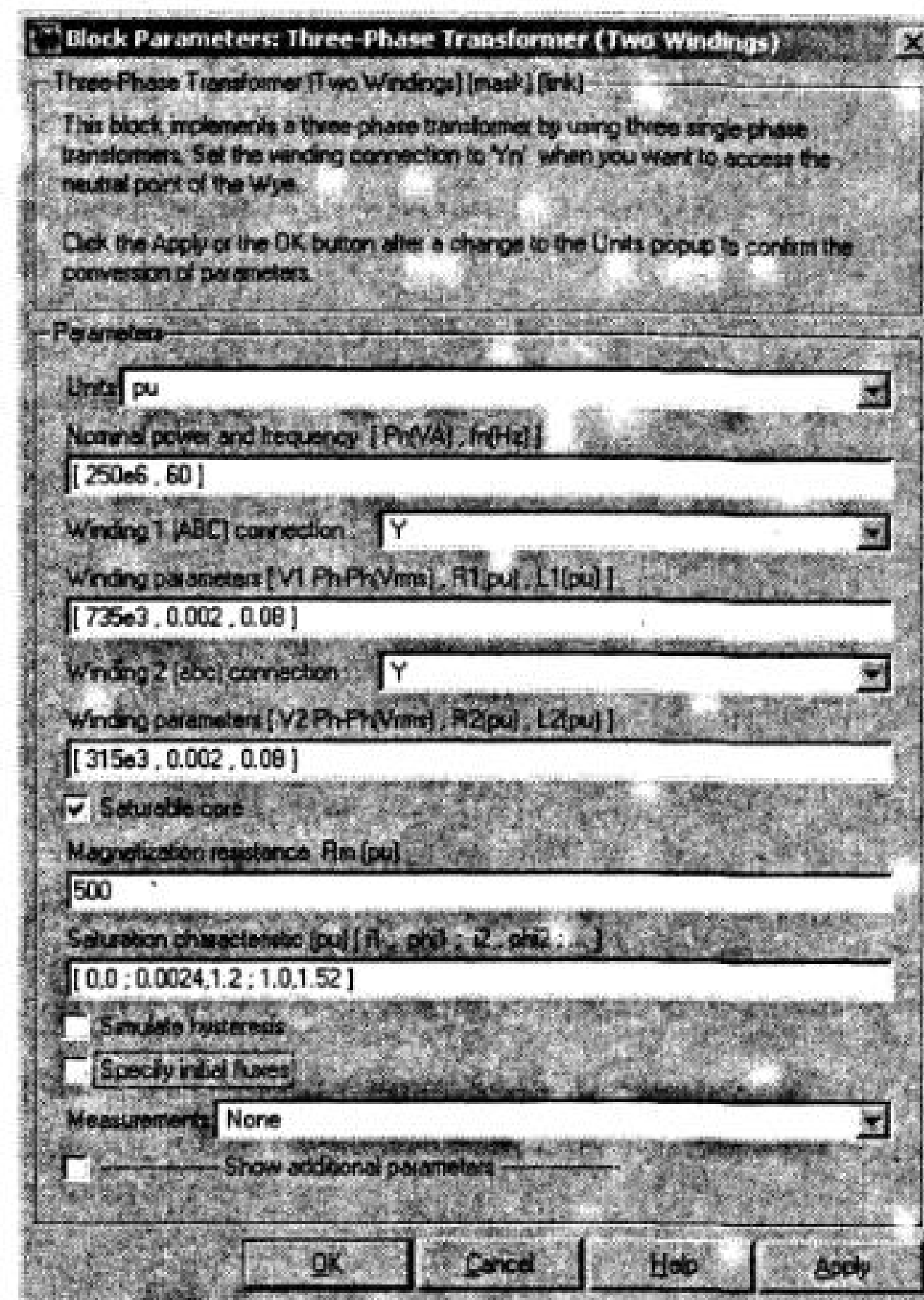


Рис. 4.33. Окно задания параметров трансформатора

В поле Nominal power and frequency [Pn(VA) fn(Hz)] задаются номинальная полная мощность трансформатора (ВА) и частота (Гц).

Замечание. Обычно полная мощность обозначается буквой S.

В поле Winding 1 (ABC) connection выбирается схема соединения первичной обмотки из списка:

- Y — звезда,
- Yn — звезда с нейтралью,
- Yg — звезда с заземленной нейтралью,
- Delta(D1) — треугольник первой группы,
- Delta(D11) — треугольник одиннадцатой группы.

В поле Winding parameters [V1 Ph-Ph(V), R1(pu), L1(pu)] задаются параметры первичной обмотки. Линейное напряжение (В), активное сопротивление обмотки (о.е.), индуктивность обмотки (о.е.). В поле Winding 2 (abc) connection выбирается схема соединения вторичной обмотки из списка:

- Y — звезда,
- Yn — звезда с нейтралью,
- Yg — звезда с заземленной нейтралью,
- Delta(D1) — треугольник первой группы,
- Delta(D11) — треугольник одиннадцатой группы.

Параметры вторичной обмотки задаются в поле Winding parameters [U2 Ph-Ph(V), R2(pu), L2(pu)]. Линейное напряжение (В), активное сопротивление обмотки (о.е.), индуктивность обмотки (о.е.).

При установленном флажке в поле Saturable core [Насыщающийся сердечник] используется нелинейная модель трансформатора. В этом случае задается только сопротивление цепи намагничивания (о.е.) в поле Magnetization resistance Rm(pu).

Поле Magnetization reactance Lm(pu) — реактанс цепи намагничивания (о.е.) доступно только при моделировании линейного трансформатора (флажок Saturable core не установлен).

В поле Saturation characteristic (pu) [i1, phi1; i2, phi2;...] задаются значения намагничивающего тока и магнитного потока в относительных единицах. Нелинейная характеристика в модели задается как кусочно-линейная зависимость между магнитным потоком сердечника и током намагничивания (рис. 4.34, а). В модели имеется возможность задать остаточный магнитный поток в сердечнике.

В этом случае вторая точка нелинейной характеристики должна соответствовать нулевому току (рис. 4.34, б).

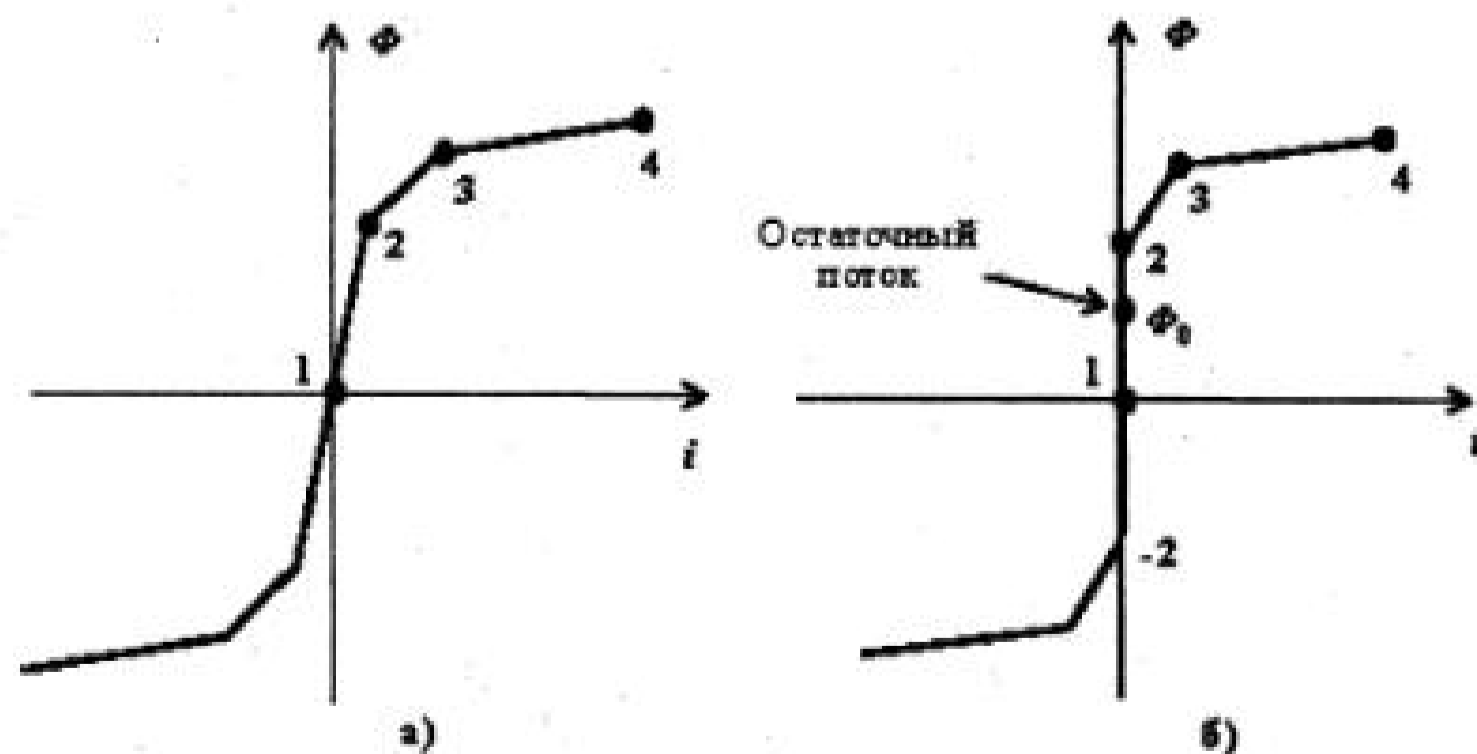


Рис. 4.34. Нелинейные характеристики намагничивания трансформатора

Характеристика намагничивания задается парами значений намагничивающего тока и потока в относительных единицах, начиная с точки (0, 0). Относительные значения тока и потока определяются по выражениям:

$$\Phi(pu) = \frac{\Phi}{\Phi_b}, \quad I(pu) = \frac{I}{I_b}$$

I и  $\Phi$  — абсолютные значения тока и потока,

$$I_b = \frac{\sqrt{2}P_H}{U_{1H}}, \quad \Phi_b = \frac{\sqrt{2}U_{1H}}{2\pi \cdot f_H} \text{ — базовые значения тока и потока.}$$

$U_{1H}$  — номинальное напряжение первичной обмотки,  $f_H$  — номинальная частота.

При установленном флажке Simulate hysteresis в характеристике намагничивания учитывается гистерезис. При этом в поле Hysteresis Data Mat file вводится имя файла данных, содержащего гистерезисную характеристику. Файл данных может быть создан с помощью блока Powergui. Параметр доступен при установленном флажке Simulate hysteresis. При установленном флажке в поле Specify initial fluxes задаются начальные потоки для фаз ABC. Параметр доступен при моделировании нелинейного трансформатора (флажок Saturable core установлен).

Из раскрывающегося списка Measurements выбираются величины для измерения блоком Multimeter и Powergui:

- Winding voltages — напряжения обмоток,
- Winding currents — токи обмоток,
- Flux and excitation current (Imag\_IRm) — поток и ток холостого хода,
- Flux and magnetization current (Imag) — поток и ток намагничивания,
- All Measurements (V, I, Flux) — все напряжения, токи и поток.

## 4.6. Полупроводниковые элементы силовых полупроводниковых преобразователей в пакете Sim Power System

### 4.6.1. Классификация полупроводниковых приборов преобразователей

Силовые полупроводниковые элементы в преобразователях, как правило, работают в ключевом режиме. Этот режим работы характеризуется двумя состояниями: 1 — открыт для диода и тиристора, насыщен для транзистора; 2 — закрыт.

В первом состоянии силовой полупроводниковый элемент имеет очень малое сопротивление для протекания тока, во втором — практически бесконечное сопротивление. Благодаря такому режиму работы, потери в силовом полупроводниковом элементе малы по сравнению с преобразуемой мощностью. Эти потери складываются из потерь при протекании прямого тока, когда силовой полупроводниковый элемент открыт или насыщен, потерь при протекании обратного тока, когда силовой полупроводниковый элемент закрыт, и потерь при переключении из одного состояния в другое.

Параметры, приводимые в справочных данных, позволяют рассчитать эти потери. Классификация силовых полупроводниковых элементов представлена на рис. 4.35



Рис. 4.35. Классификация силовых полупроводниковых элементов

В качестве первого критерия классификации выбран тип элемента. По этому критерию все силовые полупроводниковые элементы разделены на диоды, тиристоры и транзисторы.

В качестве второго критерия классификации выбраны физические свойства элемента.

Силовые полупроводниковые элементы находятся в библиотеке Power Electronics пакета Sim Power System.

#### 4.6.2. Силовые полупроводниковые диоды

Полупроводниковым диодом называют прибор, который имеет два электрода и содержит один (или несколько)  $p$ - $n$ -переходов. Силовые полупроводниковые диоды можно разделить на две группы: выпрямительные и быстродействующие. Выпрямительные диоды предназначены для выпрямления переменного тока. Быстродействующие диоды в схемах полупроводниковых преобразователей служат в качестве обратных диодов. Они создают пути протекания тока нагрузки при запираании транзисторов.

*Выпрямительные диоды.*

Строение диода видно на рис. 4.36 а, его изображение на принципиальной схеме показано на рис. 4.36 б, а его вольт-амперная характеристика — на рис. 4.36 в.

Вольт-амперную характеристику диода в открытом состоянии можно аппроксимировать двумя отрезками прямых, что позволяет определить необходимые

параметры ( $U_f$  — пороговое напряжение,  $R_{on} = \frac{\Delta U_{ak}}{\Delta I_{ak}}$  — динамическое сопротивление) для анализа, расчета и моделирования.

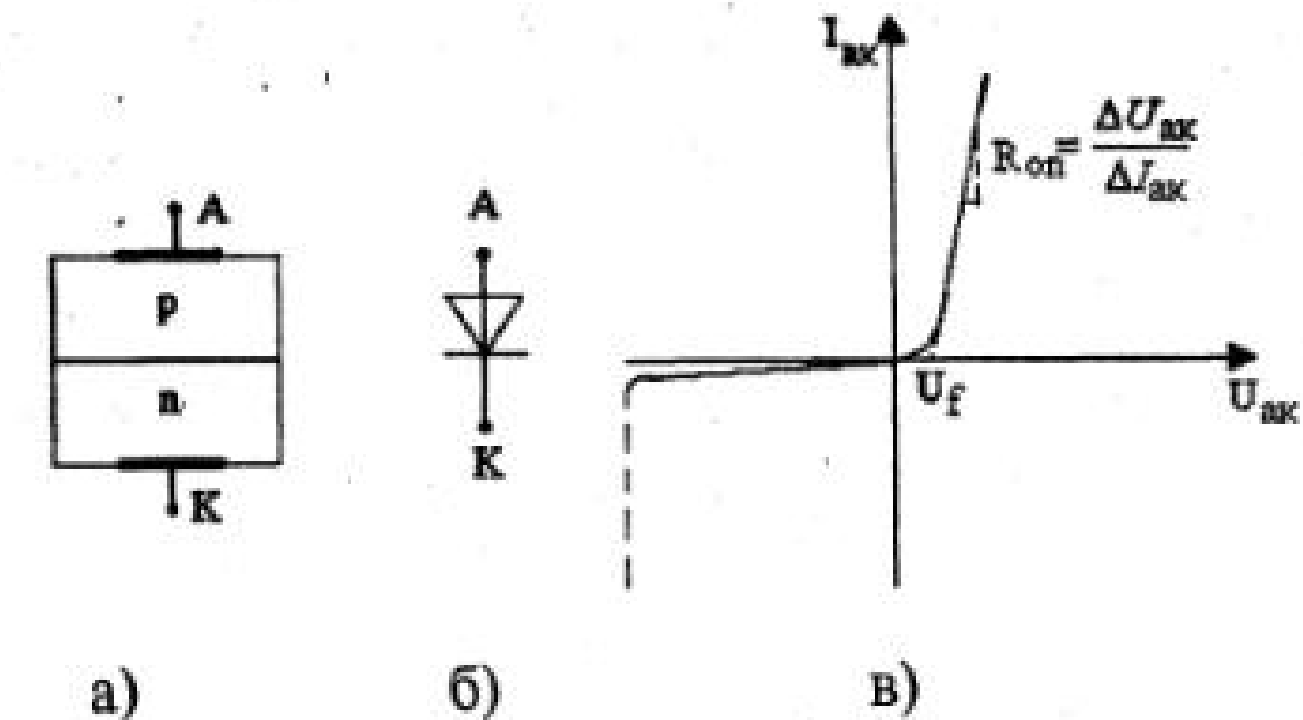


Рис. 4.36. Строение, обозначение и характеристика диода

При прямом напряжении на диоде и  $U_{ak} < U_f$  ток через диод равен нулю. Для  $U_{ak} > U_f$  диод аппроксимируется сопротивлением  $R_{on}$ . Таким образом, модель диода в открытом состоянии описывается линейным уравнением

$$U_{ak} = U_f + R_{on} I_{ak} \quad (4.1)$$

В закрытом состоянии сопротивление диода принимается бесконечным, а ток через диод равным нулю.

Силовые диоды обычно характеризуют набором статических, предельно допустимых и динамических параметров. К статическим параметрам диода относятся, рассмотренные выше пороговое напряжение и сопротивление в проводящем состоянии, а также:

- падение напряжения  $U_{пр}$  на диоде при некотором значении прямого тока;
- обратный ток  $I_{обр}$  при некотором значении обратного напряжения;
- среднее значение прямого тока  $I_{пр.ср}$ .

В качестве предельно допустимых параметров в паспортных данных на диоды приводятся следующие:

- максимальный прямой ток  $I_{пр.мах}$ ;
- максимальное обратное напряжение  $U_{обр.мах}$ ;
- импульсное обратное напряжение  $U_{обр.и}$ ;
- прямой импульсный ток  $I_{пр.имп}$ , при оговоренной длительности импульса.

К динамическим параметрам диода относятся его временные и частотные характеристики:

- время восстановления  $t_{восст}$  обратного напряжения;
- время нарастания прямого тока  $t_{нар}$ ;
- предельная частота без снижения режимов диода  $f_{мах}$ .

Модель диода (Diode) состоит из последовательно включенных резистора  $R_{on}$ , индуктивности  $L_{on}$ , источника постоянного напряжения  $V_f$  и ключа  $SW$  (рис. 4.37). Резистор  $R_{on}$  моделирует сопротивление диода в открытом состоянии. Индуктивность  $L_{on}$  моделирует динамические процессы переключения диода. Напряжение  $V_f$  моделирует падение напряжения на открытом диоде. Блок

логики управляет работой ключа. При положительном напряжении на диоде ( $V_{ak} - V_f$ ) происходит замыкание ключа и через прибор начинает протекать ток. Размыкание ключа (выключение диода) выполняется при снижении тока  $I_{ak}$ , протекающего через диод, до нуля. В модели параллельно самому диоду включена последовательная  $R_s$ ,  $C_s$ -цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Пиктограмма и окно задания параметров диода показаны на рис. 4.38

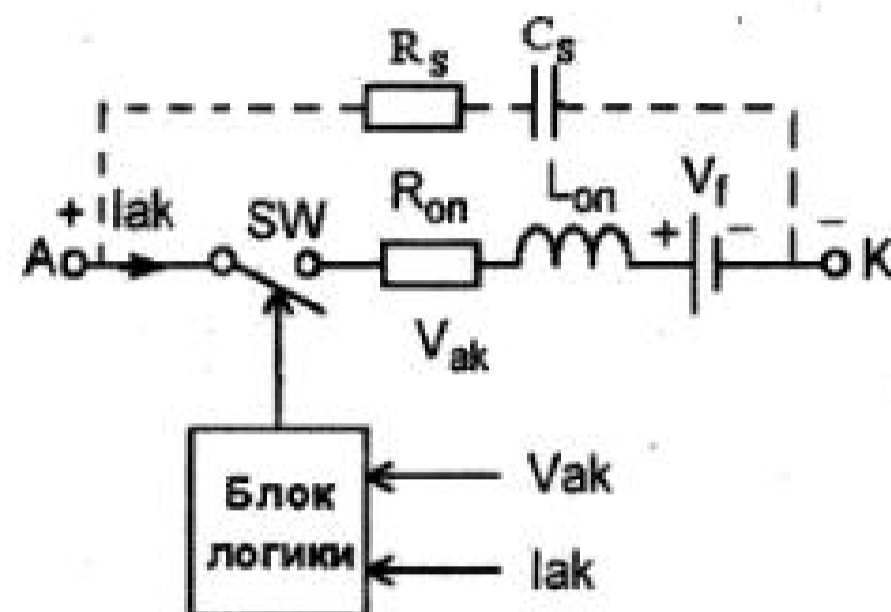


Рис. 4.37. Модель диода

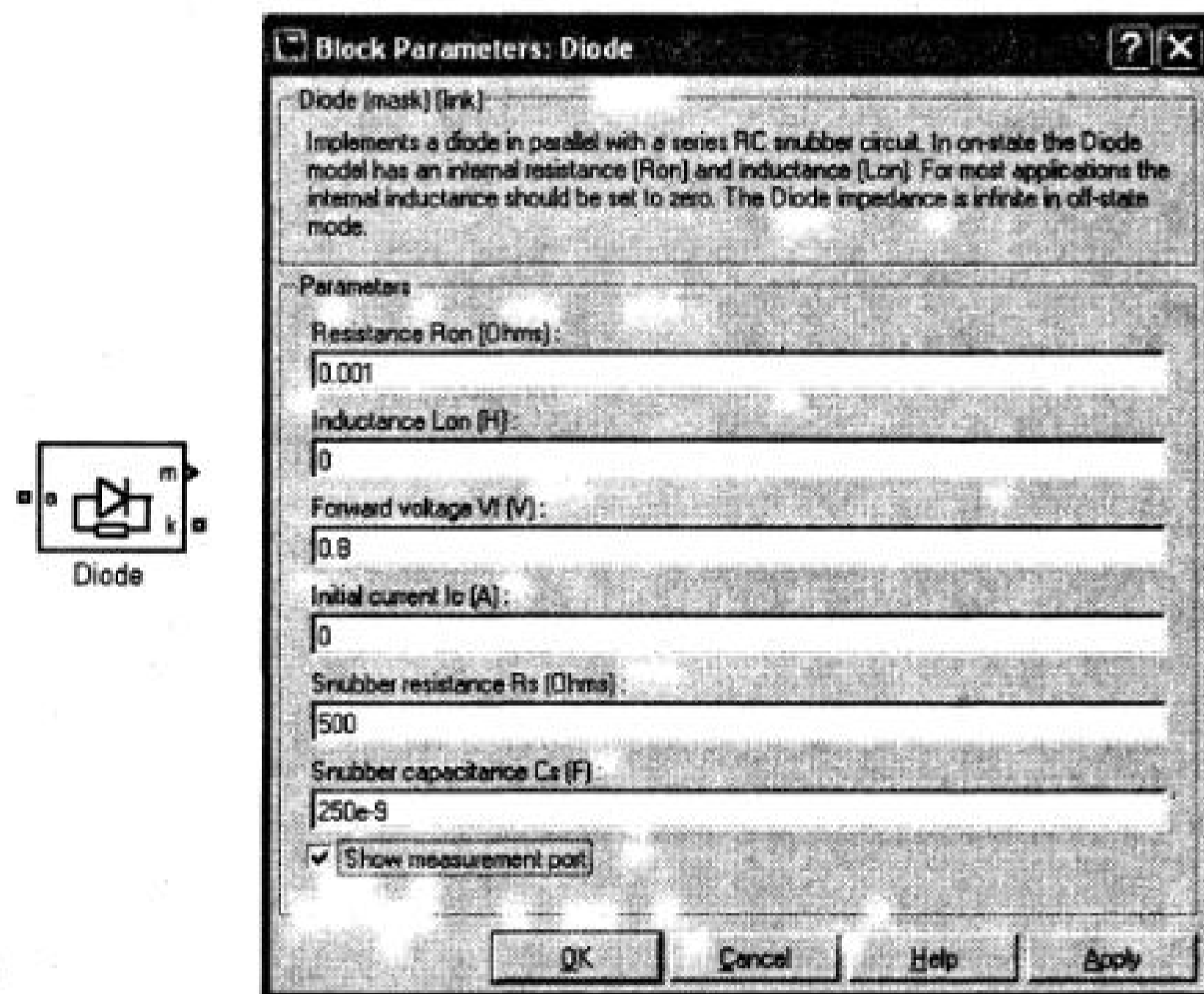


Рис.4.38. Пиктограмма и окно задания параметров диода

В окне параметров блока задаются: Resistance  $R_{on}$  (Ohm) — сопротивление во включенном состоянии (Ом), Inductance  $L_{on}$  (H) — индуктивность во включенном состоянии (Гн), Forward voltage  $U_f$  (V) — падение напряжения в прямом

направлении (В). Initial current  $I_c$  (A) — начальное значение тока (А). При значении параметра равном нулю моделирование начинается при закрытом состоянии диода. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии диода. Snubber resistance  $R_s$  (Ohm) — сопротивление демпфирующей цепи (Ом). Snubber capacitance  $C_s$  (F) — емкость демпфирующей цепи (Ф). При установленном флажке в поле Show measurement port создается выходной порт m, на котором формируется векторный Simulink-сигнал из двух элементов. Первый элемент — анодный ток диода, второй — напряжение анод-катод диода.

**Пример 4.9.** На рис. 4.39 показана схема модели, однополупериодного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку (файл Diode).

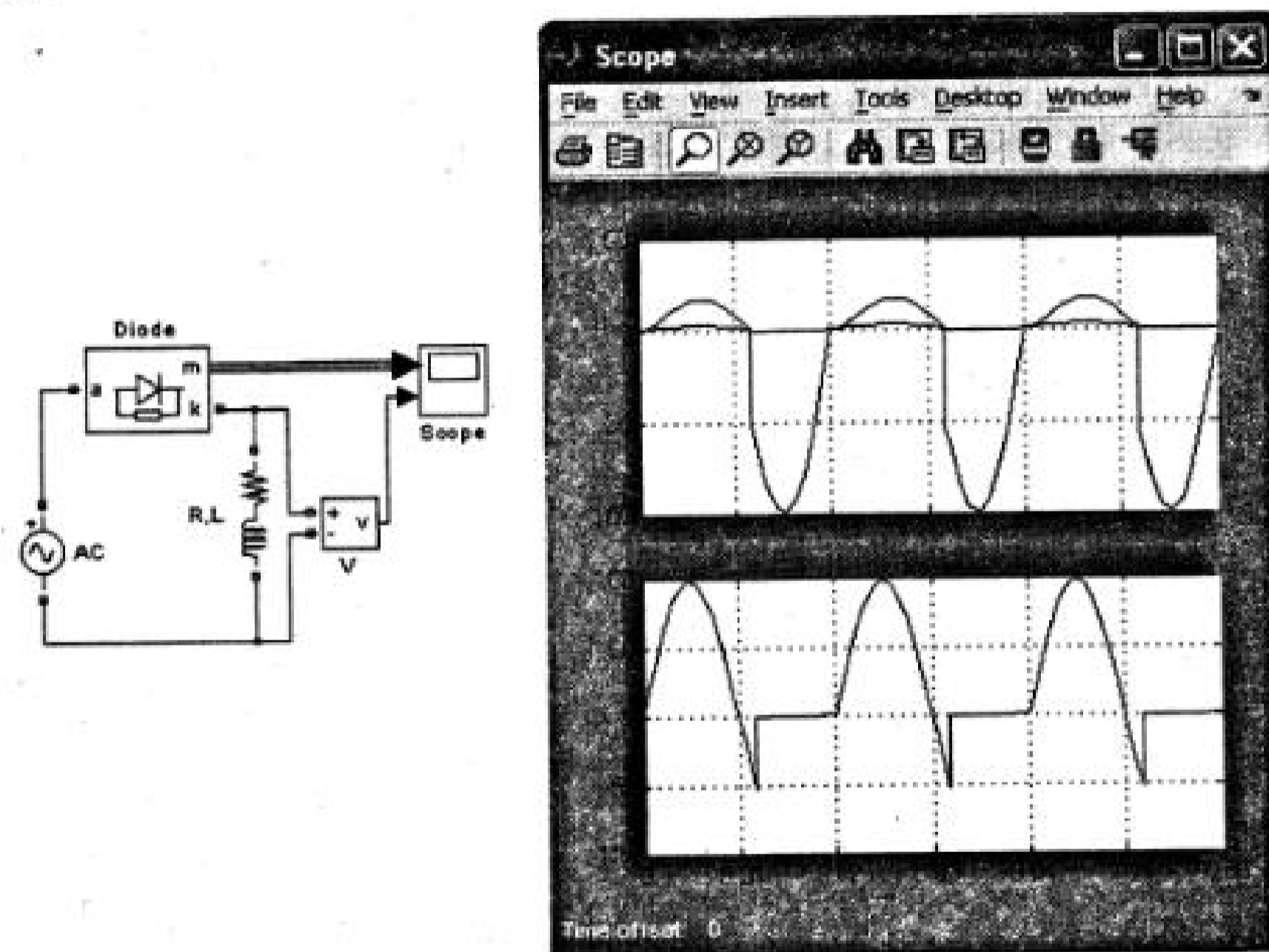


Рис. 4.39. Модель электрической цепи с диодом

На верхней осциллограмме показано напряжение и ток в диоде, на нижней осциллограмме — напряжение на нагрузке. За счет энергии, накопленной в индуктивности нагрузки, ток некоторое время продолжает протекать после изменения полярности напряжения питания. Этим объясняется наличие отрицательного напряжения на нагрузке.

#### 4.6.3. Тиристор

Тиристор является элементом с четырехслойной полупроводниковой структурой (рис. 4.40).

В статическом режиме тиристор может находиться в трех состояниях: - запертое состояние при отрицательном напряжении на аноде относительно катода;

- запертое состояние при положительном напряжении на аноде относительно катода;
- открытое состояние.

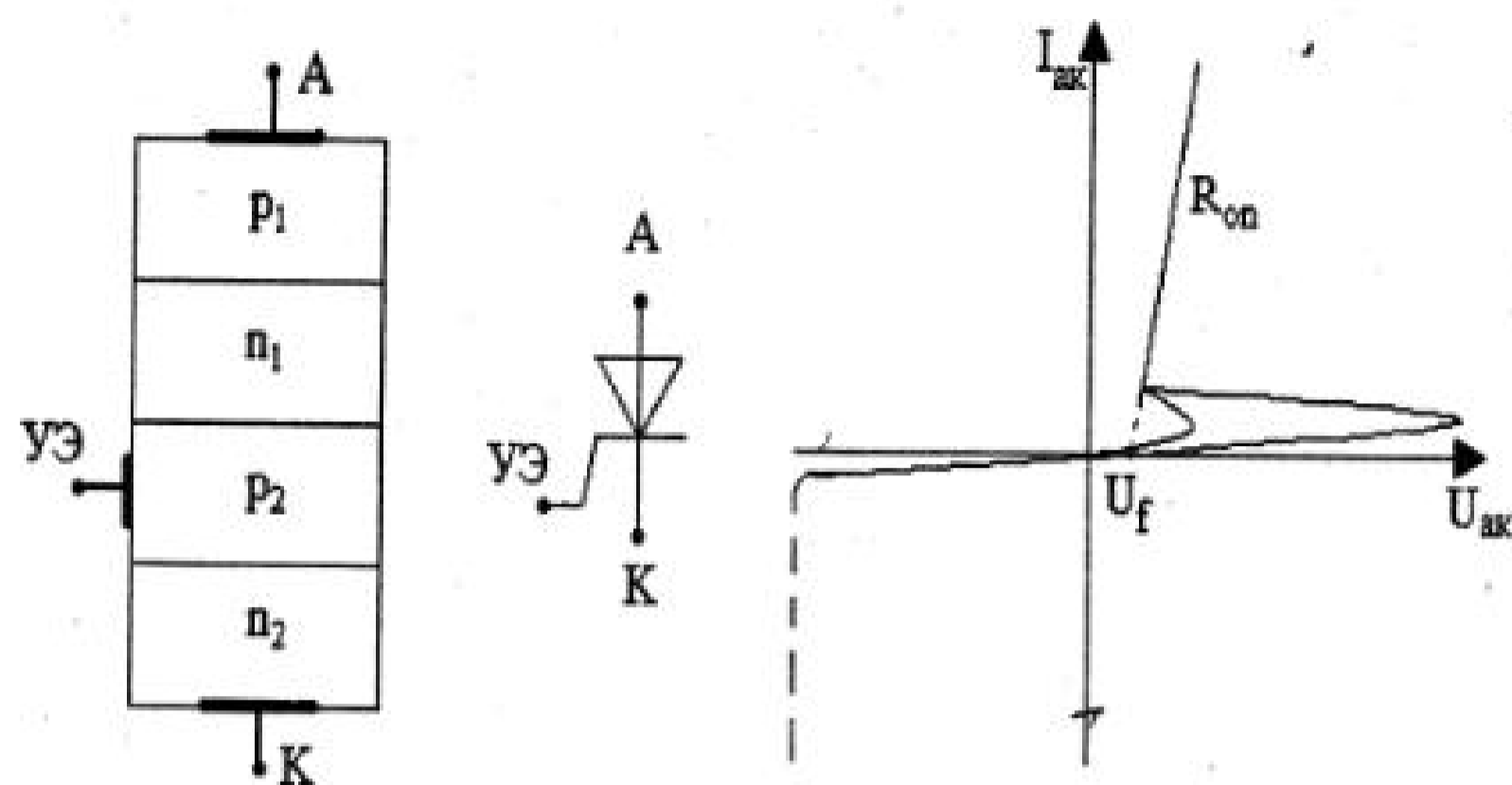


Рис. 4.40. Структура, обозначение и характеристики тиристора

Переход из второго состояния в третье называется включением тиристора. Переход из открытого состояния в запертое называется выключением тиристора. Обозначение тиристора на принципиальной схеме и вольт-амперная характеристика тиристора приведены на рис. 4.40. При увеличении тока управления снижается напряжение включения. Таким образом, тиристор является прибором с управляемым напряжением включения.

После включения управляющий электрод теряет управляющие свойства и, следовательно, с его помощью выключить тиристор нельзя. Тиристор может выключиться самостоятельно в том случае, когда анодный ток станет меньше тока удержания. Обычно считается, что ток удержания равен нулю. Однако в некоторых случаях, для точных расчетов его следует учитывать. Основные параметры тиристора во включенном состоянии повторяют параметры диода. К предельно допустимым параметрам тиристора относятся:

- допустимое обратное напряжение  $U_{обр}$ ;
- допустимый прямой ток  $I_{пр}$ .

К динамическим параметрам относятся времена включения  $t_{вкл}$  и выключения  $t_{выкл}$ . Динамические процессы переключения тиристора представлены на рис. 4.41. Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления на начальном участке — его амплитуда  $I_{y, max}$ , длительность и

скорость нарастания  $\frac{dI_y}{dt}$  — отвечали определенным требованиям, которые

обеспечивают быстрое и надежное включение тиристора. При включении тиристора после подачи импульса тока на управляющий электрод проходит некоторое время, необходимое для включения тиристора.

Процесс нарастания тока в тиристоре начинается спустя некоторое время задержки  $t_{зд}$ , которое зависит от амплитуды импульса тока  $I_{y, max}$  управления на начальном участке. В течение времени задержки ток в тиристоре нарастает до значения тока удержания  $I_{уд}$ . Этот ток обычно принимается равным  $I_{уд} = 0,1 I_H$ . При достаточно большом токе управления время задержки достигает долей микросекунды (от 0,1 до 1...2 мкс).

Затем происходит нарастание тока через прибор, которое обычно называют временем нарастания  $t_{нар}$ . После включения тиристора амплитуда импульса тока управления может быть значительно уменьшена.

Процесс выключения тиристора складывается из трех фаз (рис. 4.41):

- фаза нарастания обратного тока через тиристор ( $t_1$ );
- фаза спада обратного тока до нуля ( $t_2$ );
- фаза восстановления запирающих свойств тиристора ( $t_3$ ).

Только спустя время включения  $t_{вкл} = t_1 + t_2 + t_3$  к тиристору можно повторно прикладывать прямое напряжение.

Потери в тиристоре состоят из потерь при протекании прямого тока, коммутационных потерь и потерь в цепи управления. Потери при протекании прямого тока рассчитываются так же, как в диодах. Коммутационные потери и потери в цепи управления зависят от способа включения и выключения тиристора.

Способы выключения тиристора (способы коммутации) можно разделить на два:

- коммутация от сети (естественная);
- искусственная коммутация, которая, как правило, осуществляется от предварительно заряженной емкости.

Естественная коммутация имеет место в управляемых выпрямителях, ведомых сетью инверторах и непосредственных преобразователях частоты.

Способы искусственной коммутации и схемы, реализующие эту коммутацию (коммутирующие устройства), достаточно разнообразны. На рис. 4.42, 4.43 приведены в упрощенном виде наиболее распространенные схемы коммутирующих устройств. В схемах на рис. 4.42 процесс коммутации обуславливается образованием колебательного контура после включения вспомогательного тиристора  $T_k$ .

Время  $t_{тв}$ , предоставляемое на восстановление силового тиристора  $T$  в этом случае, равно продолжительности протекания тока через встречно включенный диод  $D$ . При этом к тиристору прикладывается небольшое обратное напряжение, равное прямому падению напряжения на диоде. Рассмотренная коммутация часто называется «мягкой». В схемах рис. 4.43 при включении вспомогательного тиристора  $T_k$  к силовому тиристору сразу прикладывается большое обратное напряжение, равное начальному напряжению на конденсаторе. Поэтому силовой тиристор практически мгновенно запирается, а время, предоставляемое силовому тиристору на восстановление, равно продолжительности действия отрицательного напряжения на тиристоре.

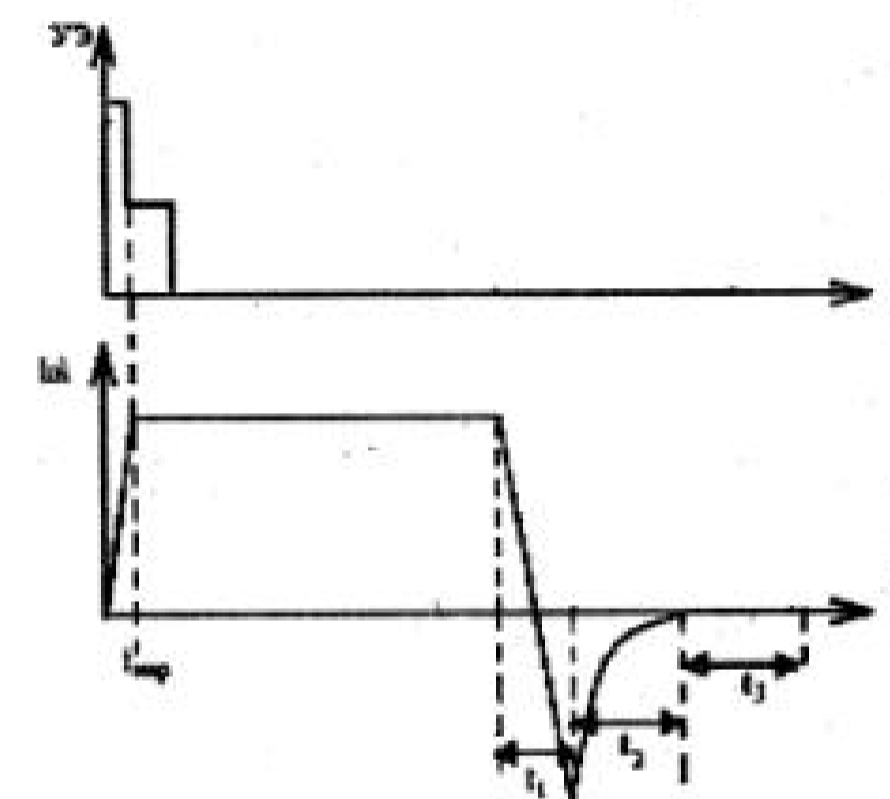


Рис. 4.41. Динамические процессы переключения тиристора

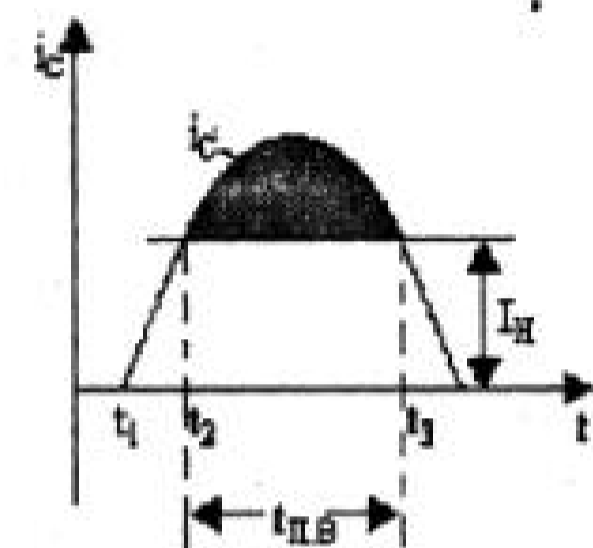
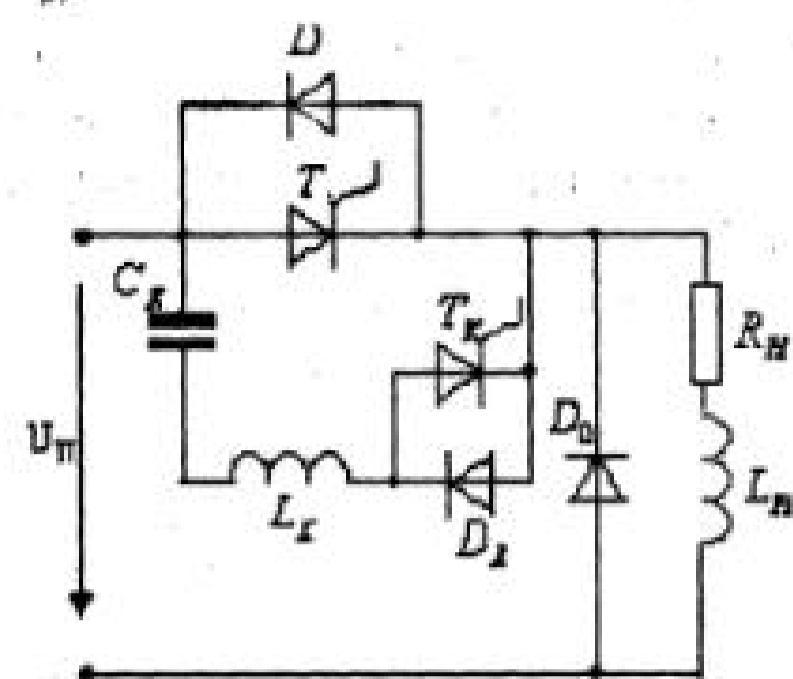


Рис. 4.42. Схемы с «мягкой» коммутацией

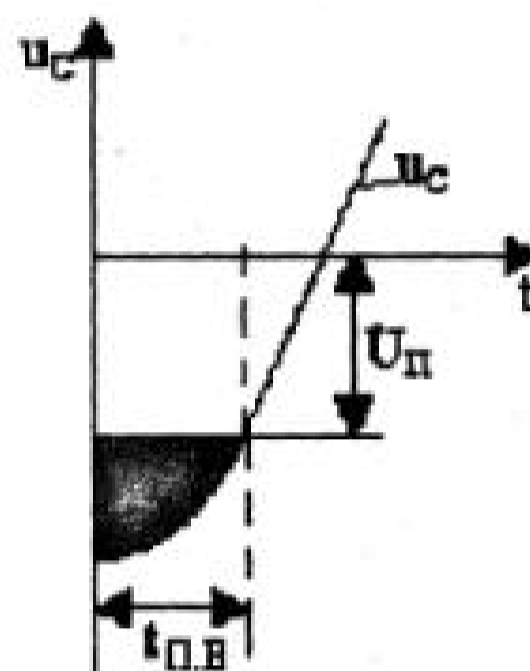
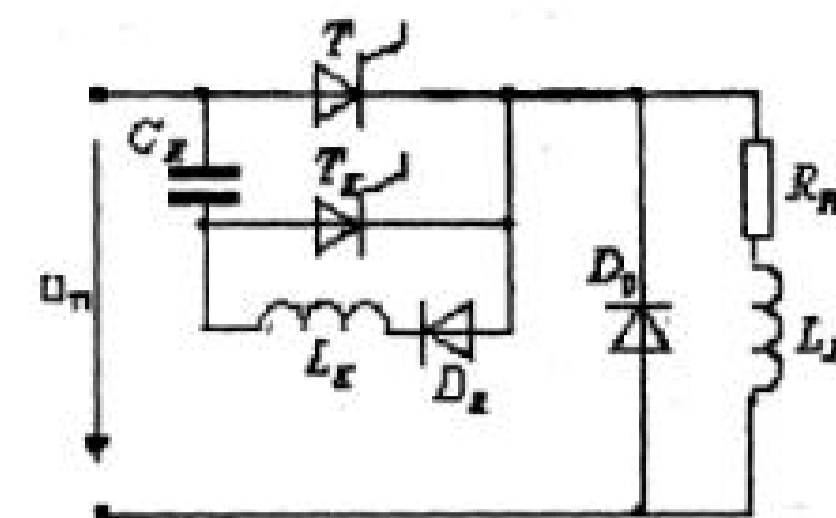


Рис. 4.43. Схемы с «жесткой» коммутацией

Рассмотренная коммутация часто называется «жесткой». Тиристоры подвержены самопроизвольному включению при быстром изменении напряжения на аноде. Это явление получило название «эффекта  $\frac{dU}{dt}$ ».

Даже при небольшом напряжении на аноде тиристор может включиться при большой скорости его изменения. Большие значения  $\frac{dU}{dt}$  может также вывести тиристор из строя.

К такому же результату может привести большая скорость нарастания тока при включении тиристора. Уменьшить потери при переключении и защитить тиристор от самопроизвольного включения и выхода из строя позволяют цепи формирования траектории (снаберы). При моделировании тиристорных схем используются виртуальные блоки из библиотеки Power System Blockset.

В библиотеке SimPowerSystem имеется две модели тиристора: Thyristor (упрощенная модель) и Detailed Thyristor (уточненная модель).

Упрощенная модель тиристора состоит из последовательно включенных резистора  $R_{on}$ , индуктивности  $L_{on}$ , источника постоянного напряжения  $V_f$  и ключа  $SW$  (рис. 4.44). Блок логики управляет работой ключа. При положительном

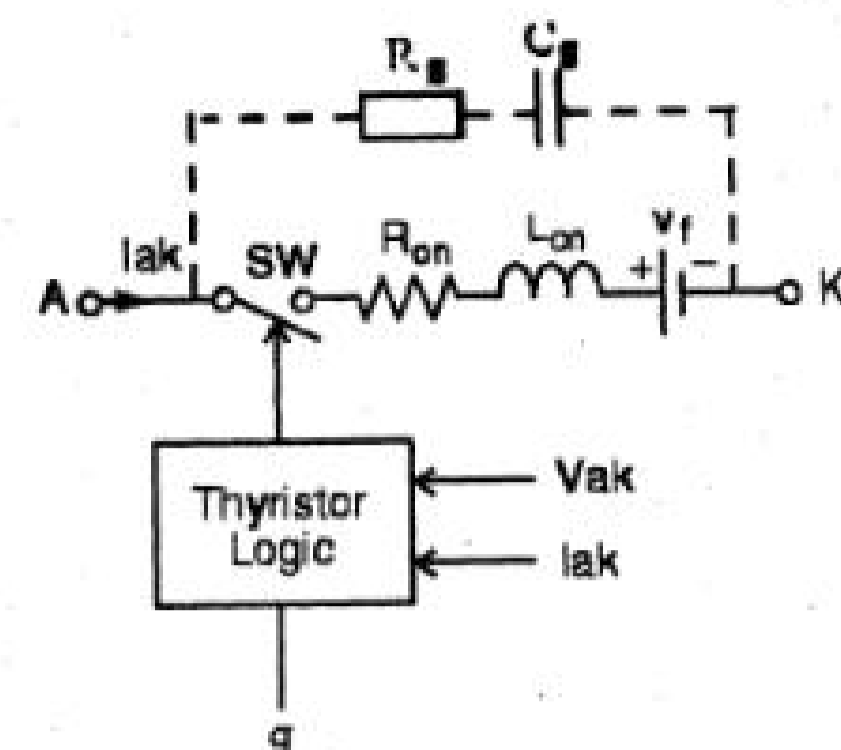
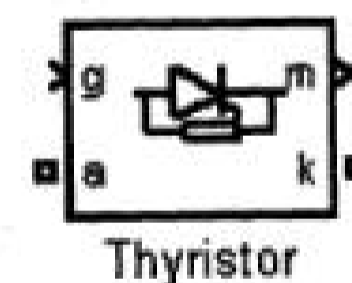


Рис. 4.44. Упрощенная модель тиристора

напряжении на тиристоре ( $V_{ak}-V_f$ ) и наличии положительного сигнала на управляющем электроде (g) происходит замыкание ключа и через прибор начинает протекать ток. Размыкание ключа (выключение тиристора) выполняется при снижении тока  $I_{ak}$ , протекающего через тиристор, до нуля.

Пиктограмма и окно задания параметров тиристора показано на рис. 4.45.

В полях окна вводятся параметры тиристора во включенном состоянии и параметры снабера аналогично тому, как это осуществлялось для диода.



Thyristor

Block Parameters: Thyristor

Thyristor (mask) (link)

Thyristor in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state th has an internal resistance ( $R_{on}$ ) and inductance ( $L_{on}$ ). For most internal inductance should be set to zero. In off-state the Thyristo impedance.

Parameters

Resistance  $R_{on}$  (Ohms):

0h

Inductance  $L_{on}$  (H):

0

Forward voltage  $V_f$  (V):

0.8

Initial current  $I_c$  (A):

0

Snubber resistance  $R_s$  (Ohms):

500

Snubber capacitance  $C_s$  (F):

250e-9

☒ Show measurement port

OK

Cancel

Help

Apply

Рис. 4.45. Пиктограмма и окно настройки тиристора

В полях окна задаются: Resistance  $R_{on}$  (Ohm) — сопротивление во включенном состоянии (Ом). Inductance  $L_{on}$  (H) — индуктивность во включенном состоянии (Гн). Forward voltage  $U_f$  (V) — падение напряжения в прямом направлении (В). Initial current  $I_c$  (A) — начальное значение тока (А). При значении параметра равно нулю, моделирование начинается при закрытом состоянии тиристора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии тиристора. Snubber resistance  $R_s$  (Ohm) — сопротивление демпфирующей цепи (Ом). Snubber capacitance  $C_s$  (F) — емкость демпфирующей цепи (Ф).

В уточненной модели дополнительно задаются: Latching current  $I_l$  (A) — величина тока удержания (А). Turn of time  $T_q$  (s) — время выключения (с). При установленном флажке в поле Show measurement port создается выходной порт m, на котором формируется векторный Simulink-сигнал из двух элементов. Первый элемент — анодный ток тиристора, второй — напряжение анод-катод тиристора.

**Пример 4.10.** На рис. 4.46 показана схема модели управляемого однополупериодного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку (*файл Thyristor*). Импульсы управления тиристором формируются блоком Pulse Generator, при этом величина угла управления тиристором определяется длительностью фазовой задержки (Phase Delay) генератора. На осциллограммах (рис. 4.46) представлены импульсы управления, напряжение, ток тиристора и напряжение на нагрузке.

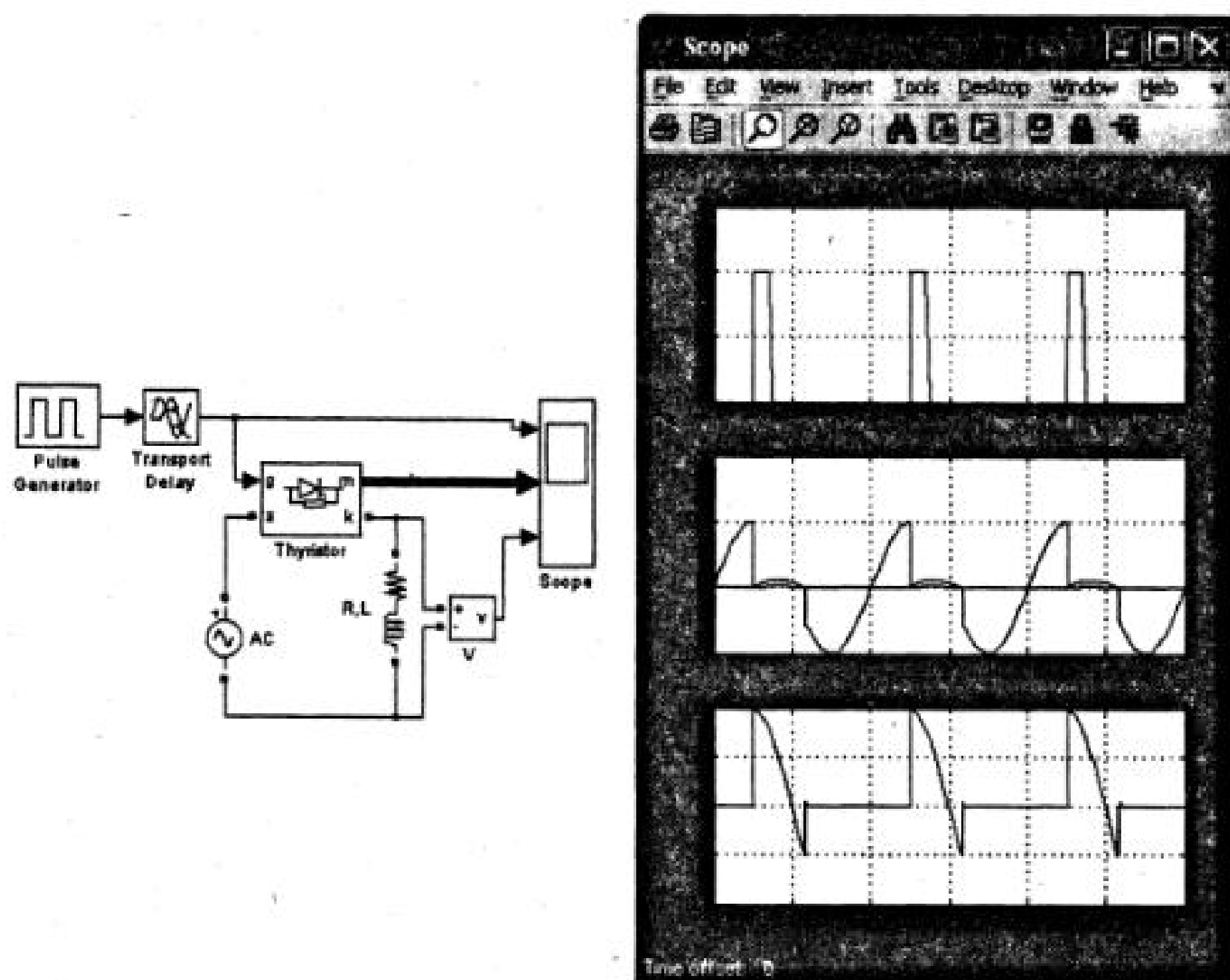


Рис. 4.46. Модель однополупериодного управляемого выпрямителя

#### 4.6.4. Полностью управляемые GTO тиристоры

Структура GTO тиристора в областях анода и катода состоит из большого числа технологических элементов, представляющих отдельные тиристоры, включенные параллельно, в результате чего он приобретает способность выключаться по управляющему электроду. Строение GTO-тиристора показано на рис. 4.47 а, его изображение на принципиальной схеме на рис. 4.47 б.

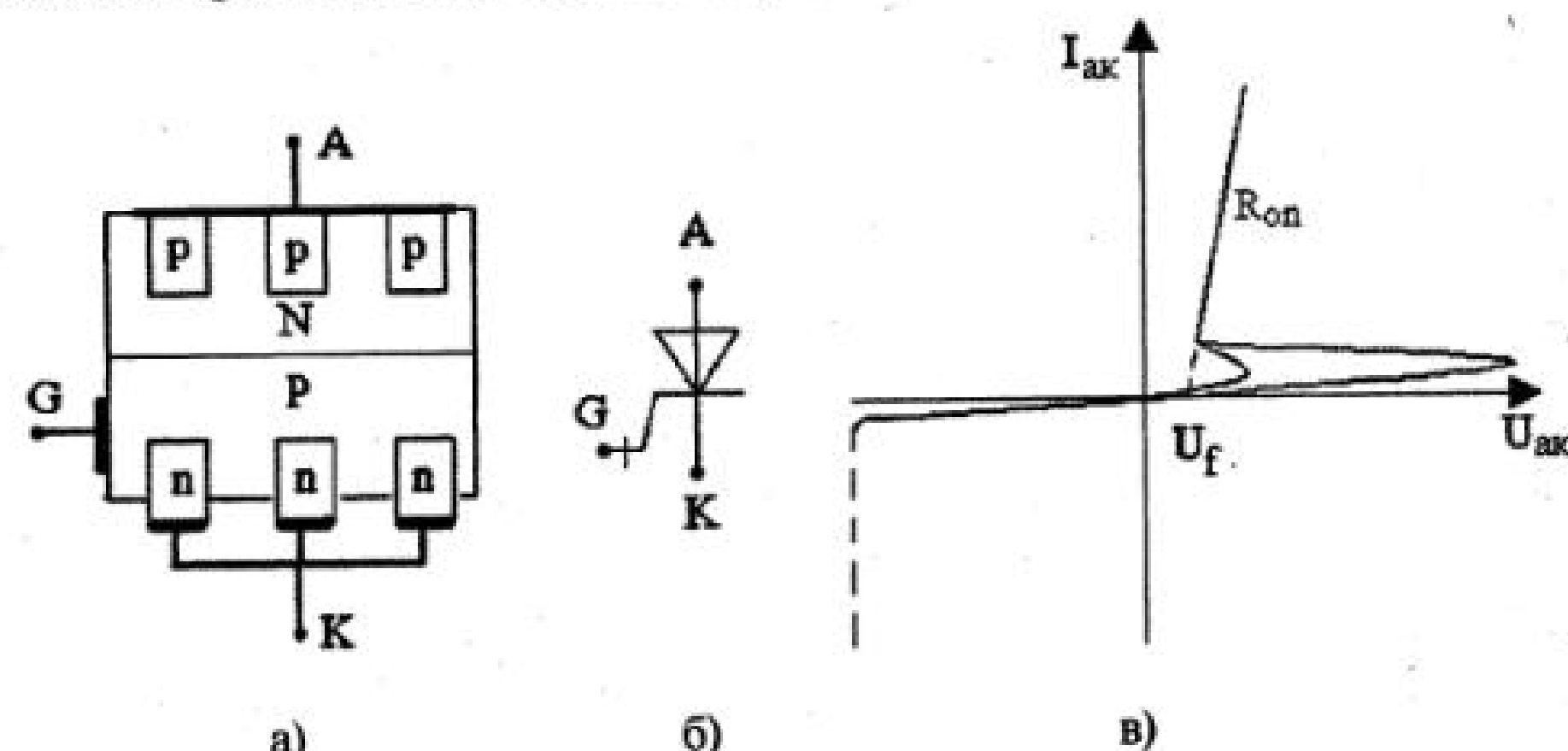


Рис. 4.47. Строение GTO тиристора, его графическое изображение и вольт-амперная характеристика

Вольт-амперная характеристика GTO-тиристора показана на рис. 4.47 в. Она повторяет характеристику обычного тиристора. Во включенном состоянии GTO-тиристор характеризуется параметрами:

- $U_f$  — пороговое напряжение;
- динамическим сопротивлением  $R_{on}$ .

Для GTO тиристоров характерен довольно медленный процесс выключения, состоящий из двух стадий (рис. 4.48).

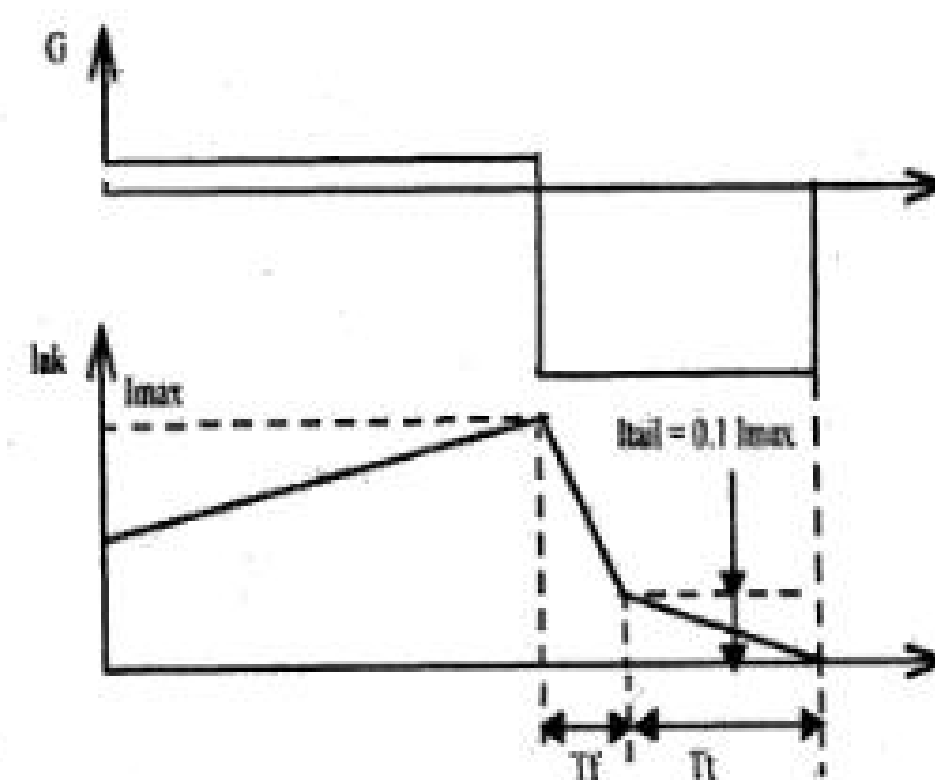


Рис. 4.48. Динамический процесс выключения GTO-тиристора

На первой стадии ток тиристора спадает ( $T_f \approx 0,1$  до от своего первоначального значения. На второй стадии ( $T_r$ ) происходит достаточно медленное уменьшение тока. Время затягивания процесса выключения (время «хвоста») обычно больше времени спада и его необходимо учитывать.

Отрицательный ток управляющего электрода, выключающий тиристор, должен иметь значительную скорость нарастания

$$\frac{di}{dt} > 20 \text{ A}/\mu\text{s} \text{ и значительную амплитуду.}$$

Для современных GTO-тиристоров эта амплитуда доходит до 30% от амплитуды тока анода. Для снижения динамических потерь при переключении и обеспечения надежной работы в схемах с GTO-тиристорами используются снаберы, аналогичные рассмотренным выше.

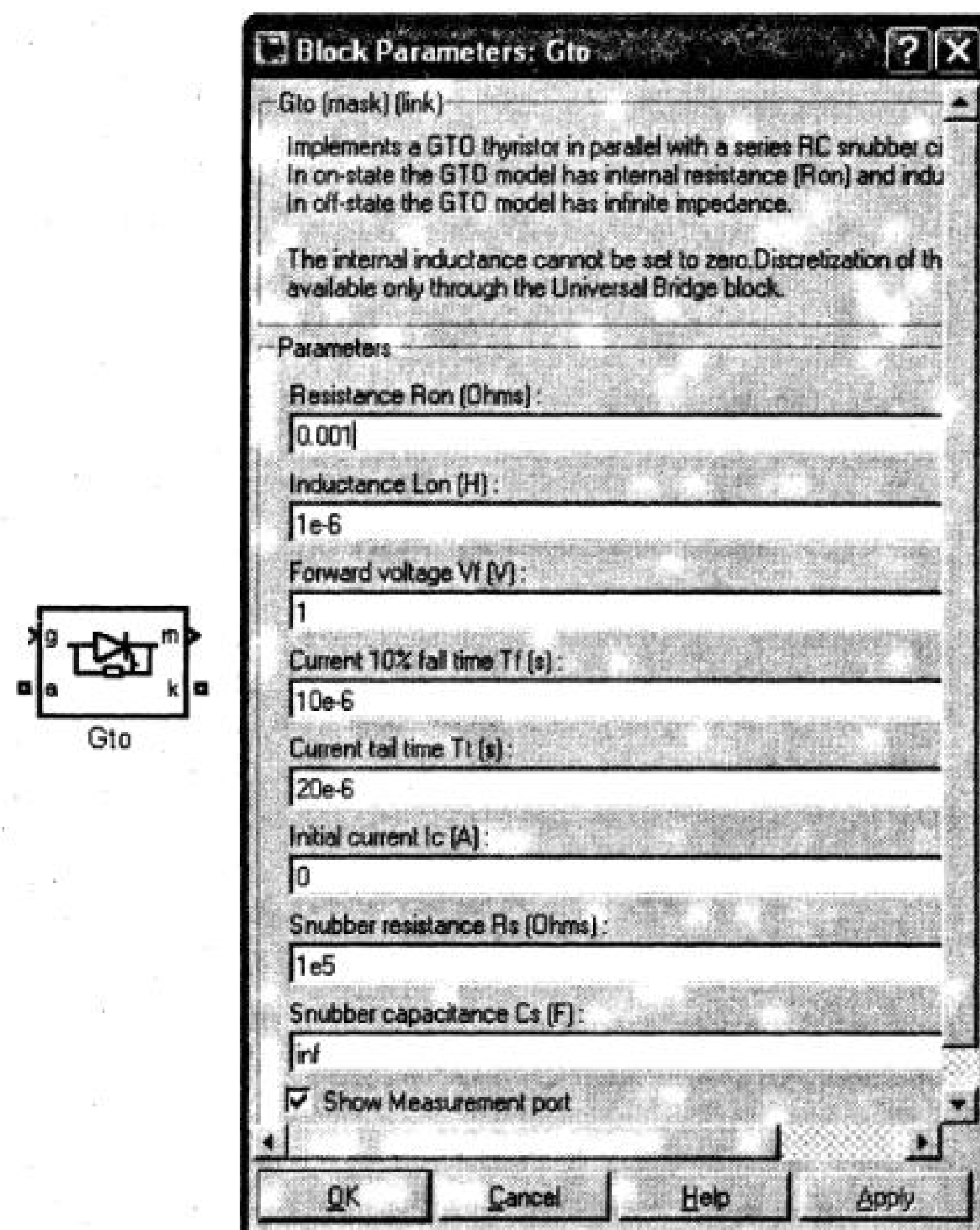


Рис. 4.49. Пиктограмма и окно настройки параметров GTO-тиристора

Пиктограмма GTO-тиристора и окно настройки параметров модели показано на рис. 4.49. В отличие от диодов и обычных тиристоров здесь добавлено два поля для ввода динамических параметров. В поле Current 10% fall time вводится время спада ( $T_f$ ) в секундах, а в поле Current tail time вводится время затягивания ( $T_t$ ) в секундах.

При установленном флажке в поле Show Measurement port создается выходной порт  $m$ , на котором формируется векторный Simulink-сигнал из двух элементов. Первый элемент — анодный ток тиристора, второй — напряжение анод-катод тиристора

Пример 4.11. На рис. 4.50 показана модель и результаты моделирования, импульсного регулятора (стабилизатора) напряжения (файл GTO). Величина среднего значения напряжения задается на входе гистерезисного регулятора (Relay) и может поддерживаться постоянной, когда схема используется в качестве стабилизатора, или может изменяться для регулирования напряжения (тока) нагрузки. На рисунке представлены графики напряжения нагрузки, тока нагрузки и тока в цепи питания.

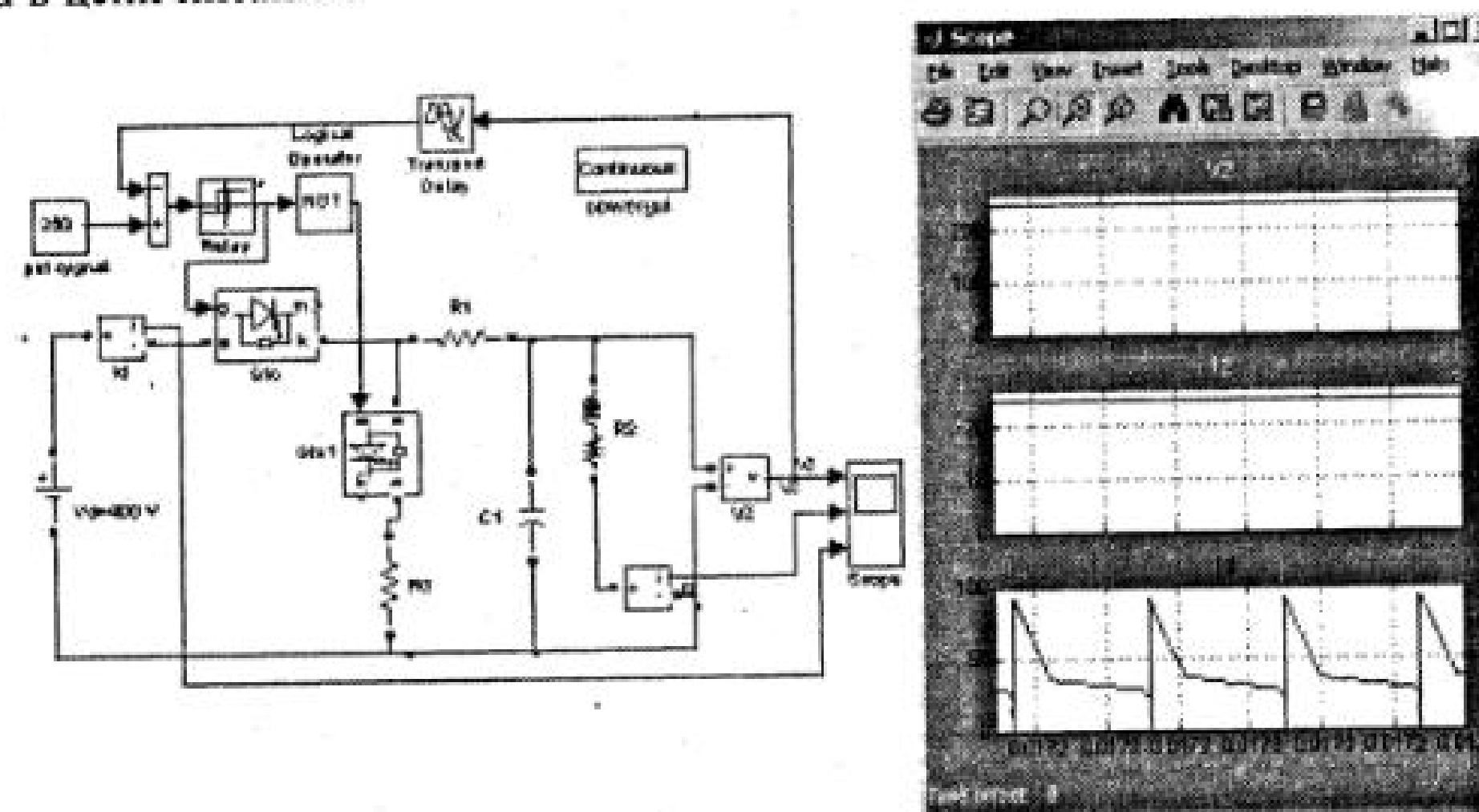


Рис. 4.50. Модель стабилизатора (регулятора) постоянного напряжения

#### 4.6.5. Биполярные IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) транзисторы

Биполярные транзисторы с изолированным затвором выполнены как сочетание входного униполярного (полевого) транзистора с изолированным затвором и выходного биполярного п-р-п-транзистора. Имеется много различных способов создания таких приборов, однако наибольшее распространение получили приборы, в которых удачно сочетаются особенности полевых транзисторов и дополнительного биполярного транзистора.

Схематическое изображение такого транзистора приведено на рис. 4.51 а.

На этой схеме VT — полевой транзистор с изолированным затвором, VT1 — биполярный транзистор, R1 — последовательное сопротивление канала полевого транзистора, R2 — сопротивление, шунтирующее переход база-эмиттер биполярного транзистора VT1. Благодаря сопротивлению R2 биполярный транзистор заперт и не оказывает существенного влияния на работу полевого транзистора VT. Структура транзистора IGBT дополнена еще одним р-п-переходом, благодаря которому в схеме замещения появляется еще один р-п-р-транзистор VT2 (рис. 4.51 б).

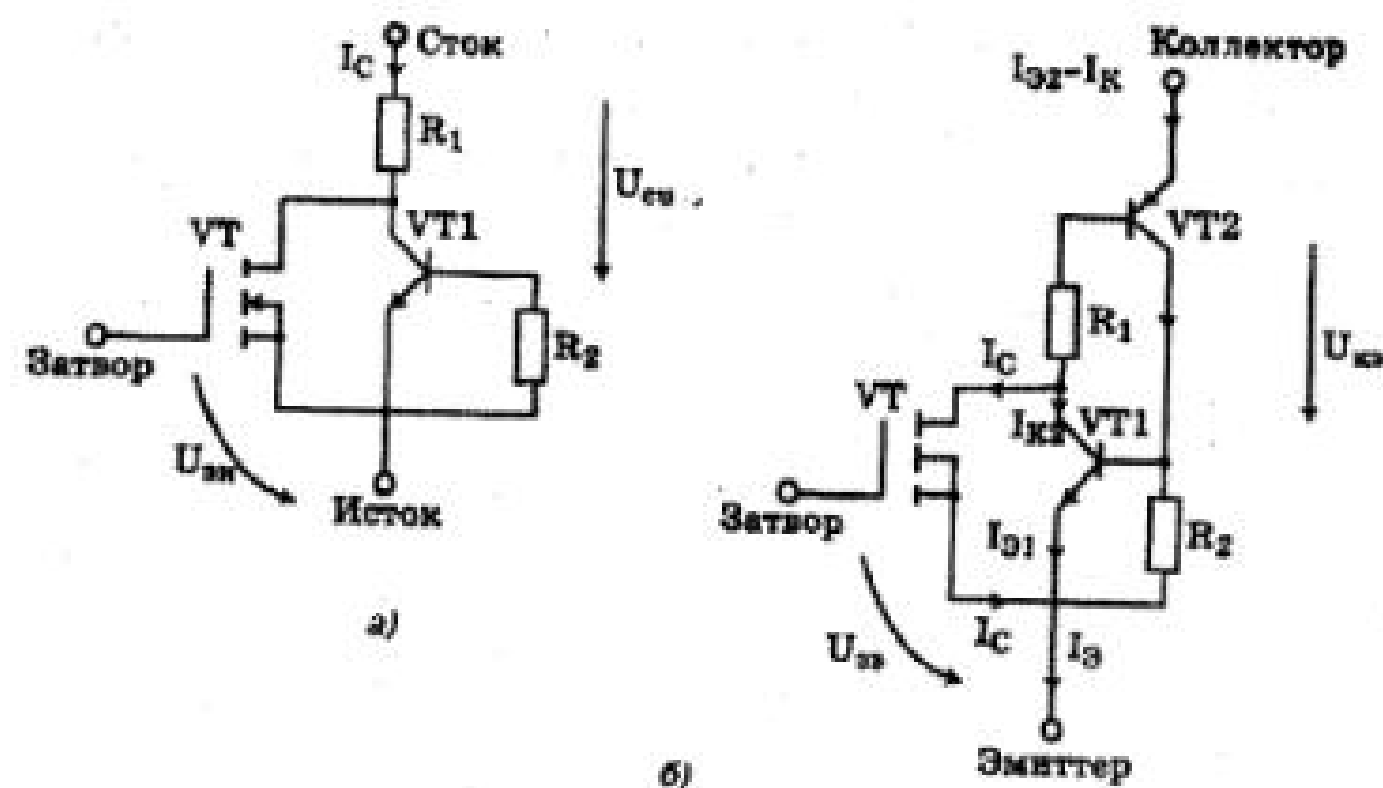


Рис. 4.51. Схематическое изображение IGBT-транзистора

Образовавшаяся структура из двух транзисторов VT1 и VT2 имеет глубокую внутреннюю положительную обратную связь, т. к. ток коллектора транзистора VT2 влияет на ток базы. Условное схематическое изображение транзистора IGBT и его модель приведены на рис. 4.52.

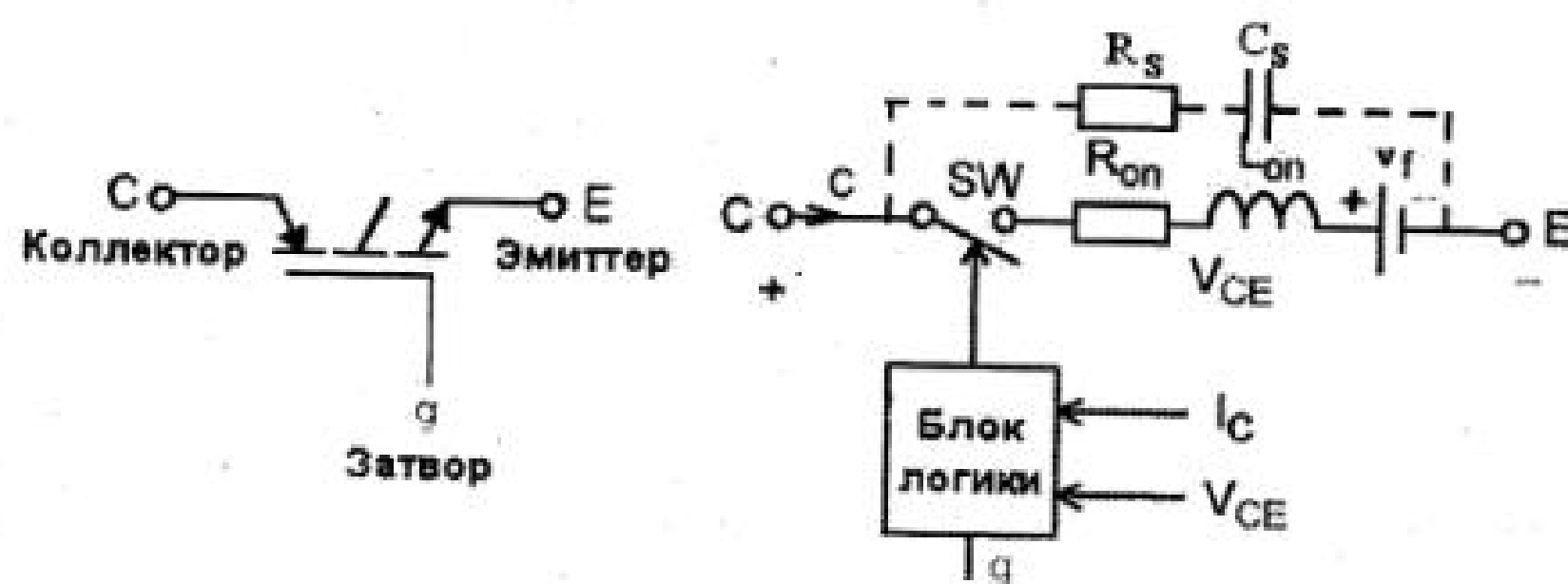


Рис. 4.52. Условное схематическое изображение транзистора IGBT и его модель

Модель IGBT-транзистора состоит из последовательно включенных резистора  $R_{on}$ , индуктивности  $L_{on}$ , источника постоянного напряжения  $V_f$  и ключа SW. Блок логики управляет работой ключа. Включение прибора происходит в случае, если напряжение коллектор-эмиттер положительно и больше, чем  $V_f$ , и на затвор транзистора подан положительный сигнал ( $g_0$ ). Выключение прибора происходит при нулевом ( $g = 0$ ), или отрицательном ( $g_0$ ) сигнале на затворе. В модели параллельно самому прибору включена последовательная  $R_s$   $C_s$ -цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Динамические параметры IGBT-транзистора аналогичны параметрам GTO-тиристора.

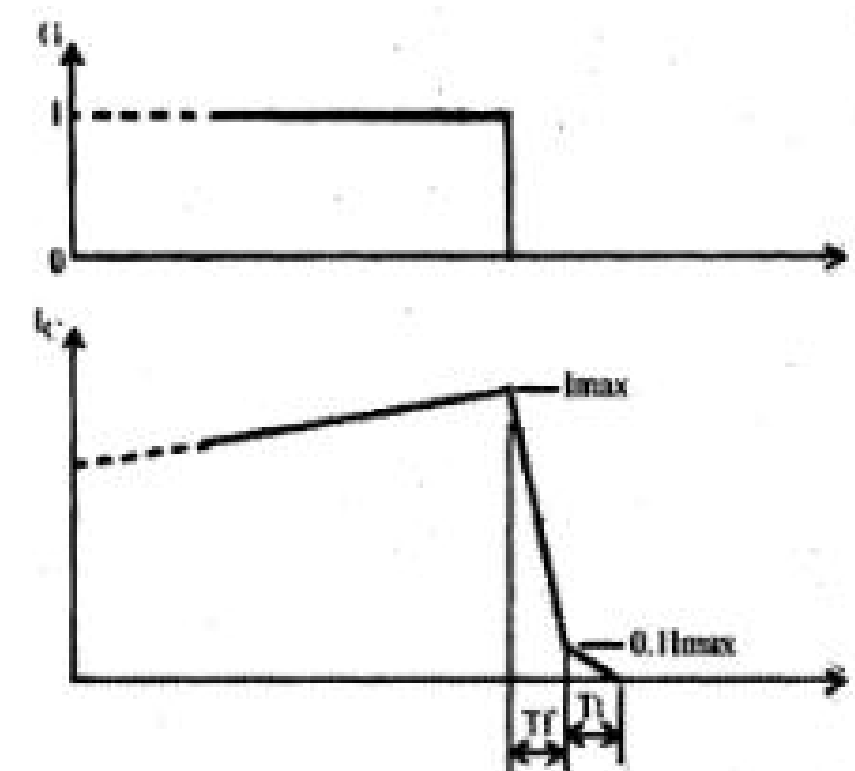


Рис. 4.53. Динамический процесс выключения IGBT-транзистора

В модели учитывается конечное время выключения транзистора. Процесс выключения разбит на два участка (рис. 4.53.) и характеризуется, соответственно, временем спада ( $T_f$ ), при котором ток коллектор-эмиттер уменьшается до 0,1 от тока в момент выключения ( $I_{max}$ ) и временем затягивания ( $T_t$ ), при котором ток уменьшается до нуля.

Пиктограмма и окно настройки параметров транзистора показано на рис. 4.54.

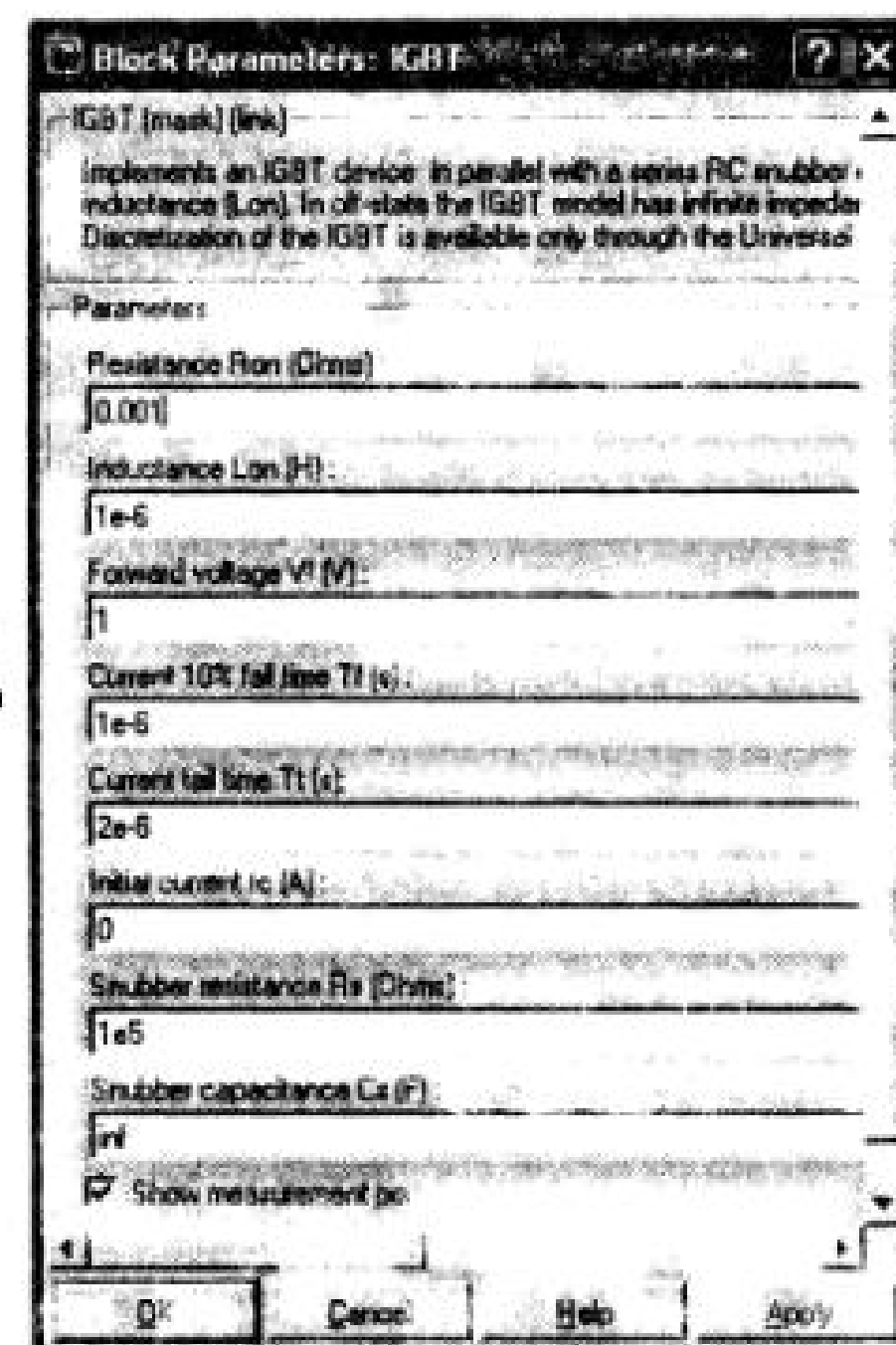


Рис. 4.54. Пиктограмма и окно параметров IGBT-транзистора

В полях окна задаются: Resistance  $R_{on}$  (Ohm) — сопротивление во включенном состоянии (Ом). Inductance  $L_{on}$  (H) — индуктивность во включенном состоянии (Гн). Forward voltage  $V_f$  (V) — падение напряжения в прямом направлении (В). Current 10% fall time  $T_f$  (s) — время спада тока до уровня 0,1 от тока в момент выключения (с). Current tail time  $T_t$  (s) — время затягивания (с) — время, за которое ток уменьшится до нуля от уровня 0,1 тока в момент выключения. Initial current  $I_c$  (A) — начальное значение тока (А). При значении параметра

равном нулю моделирование начинается при закрытом состоянии прибора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии прибора. Snubber resistance  $R_s$  (Ohm) — сопротивление демпфирующей цепи (Ом). Snubber capacitance  $C_s$  (F) — емкость демпфирующей цепи (Ф). На выходном порту блока обозначенном  $m$ , формируется векторный Simulink-сигнал из двух элементов. Первый элемент — ток коллектор-эмиттер транзистора, второй — напряжение коллектор-эмиттер транзистора.

**Пример 4.12.** На рис. 4.55 показана схема модели генератора СВЧ с параллельным включением транзистора по отношению к нагрузке (файл IGBT). На рисунке представлены графики тока транзистора (верхняя осциллограмма) и напряжения в активно-емкостной нагрузке (на транзисторе). Аналогичные схемы используются в микроволновых печах.

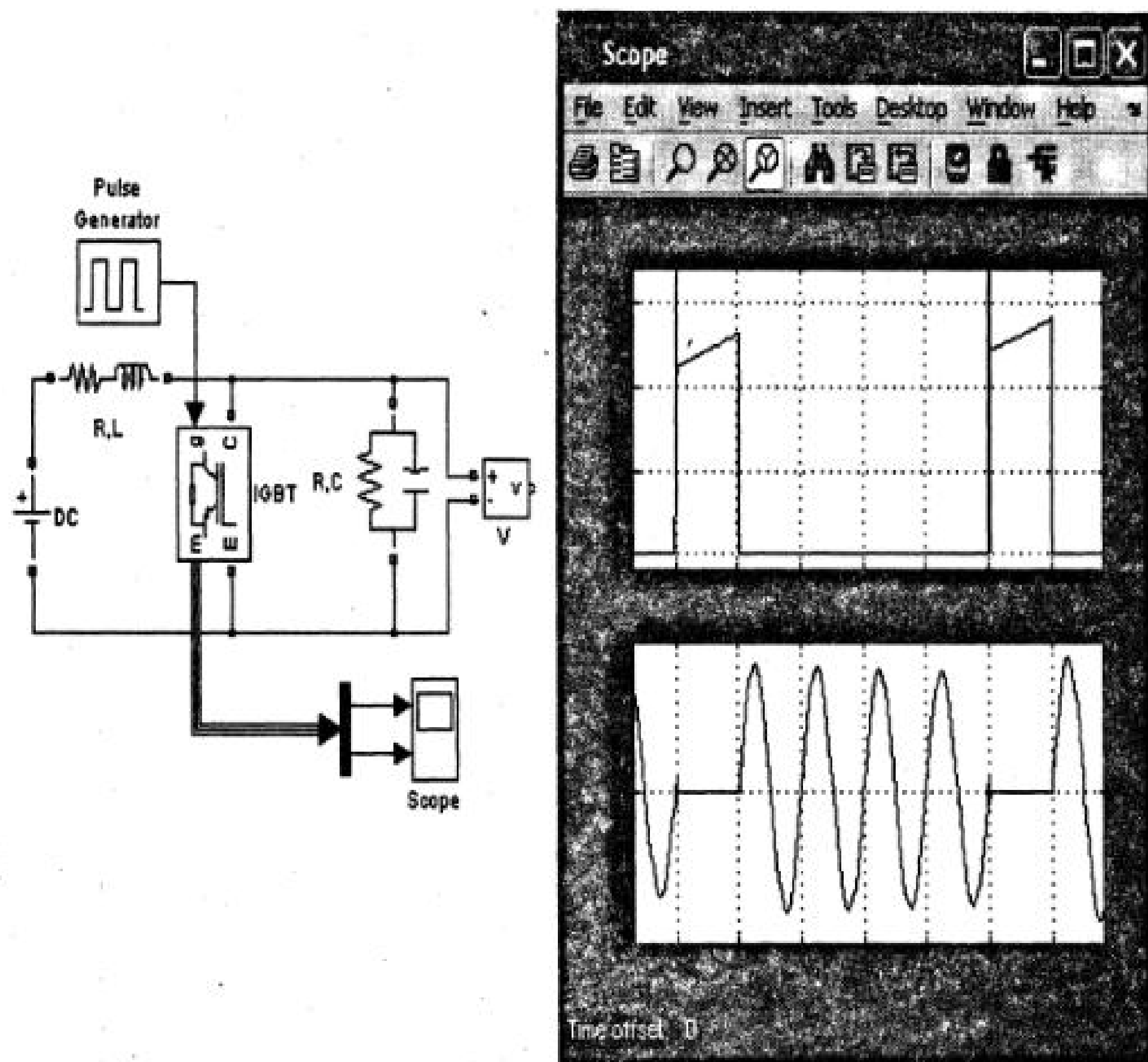


Рис. 4.55. Модель и электромагнитные процессы в СВЧ-генераторе

#### 4.6.6. Полевые MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) транзисторы

В полевых или униполярных транзисторах изменение проводимости проводящего канала осуществляется с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока. Электроды, подключенные к проводящему каналу, называются стоком (Drain) и истоком (Source), а управляющий электрод называется затвором (Gate). Напряжение управления, которое создает поле в канале, подключается между затвором и истоком. В силовых транзисторах MOSFET используется конструктивно изолированный от проводящего канала затвор. Условное схематическое изображение транзистора MOSFET и его модель приведены на (рис. 4.56).

Модель Mosfet-транзистора состоит из последовательно включенных резистора  $R_{on}$ , индуктивности  $L_{on}$  и ключа SW. Блок логики управляет работой ключа. Включение прибора происходит в случае, если напряжение сток-исток положительно и на затвор транзистора подан положительный сигнал ( $g > 0$ ). Выключение прибора происходит при уменьшении сигнала на затворе до нуля ( $g = 0$ ). При отрицательном напряжении коллектор-эмиттер транзистор находится в выключенном состоянии и ток проводит обратный диод. В модели параллельно самому прибору включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

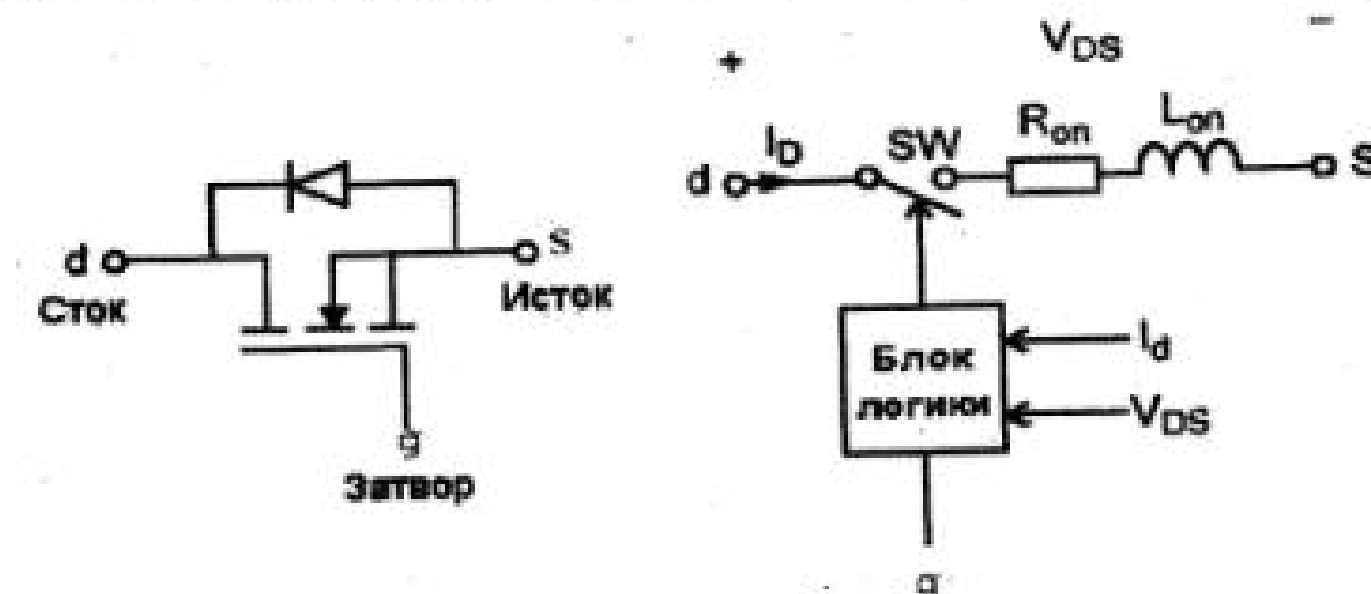


Рис. 4.56. Схематическое изображение и модель транзистора MOSFET

Статические характеристики полевых транзисторов при ключевом режиме работы аналогичны транзисторам IGBT. Динамические процессы выключения полевого транзистора происходят значительно быстрее, чем в транзисторах IGBT, поэтому при выключении не учитываются времена спада ( $T_f$ ) и затягивания процесса выключения ( $T_l$ ).

Пиктограмма и окно настройки параметров транзистора показано на рис. 4.57.

В полях окна задаются: Resistance  $R_{on}$  (Ohm) — сопротивление во включенном состоянии (Ом).

Inductance  $L_{on}$  (H) — индуктивность во включенном состоянии (Гн).

Initial current  $I_c$  (A) — начальное значение тока (А). При значении параметра равном нулю моделирование начинается при закрытом состоянии прибора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии прибора.

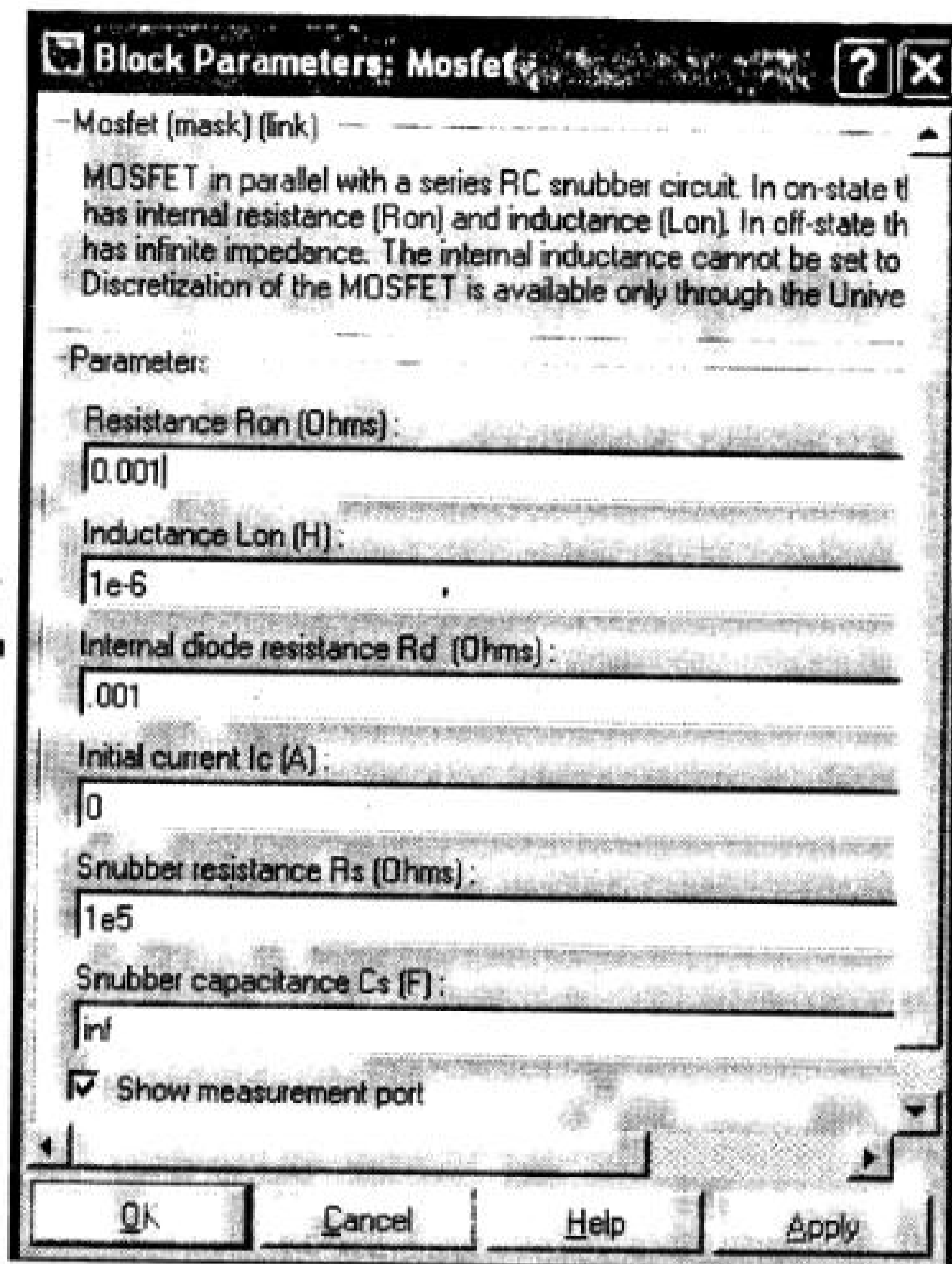
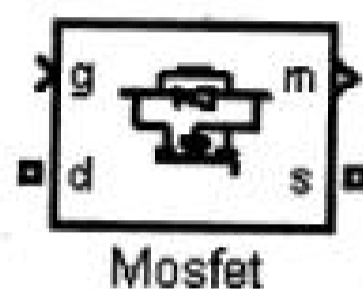


Рис. 4.57. Пиктограмма и окно настройки транзистора MOSFET

Snubber resistance  $R_s$  (Ohm) — сопротивление демпфирующей цепи (Ом). Snubber capacitance  $C_s$  (F) — емкость демпфирующей цепи (Ф). На выходном порту блока обозначенном  $m$ , формируется векторный Simulink-сигнал из двух элементов. Первый элемент — ток сток-исток транзистора, второй — напряжение сток-исток транзистора.

**Пример 4.13.** На рис. 4.58 показана схема модели импульсного регулятора постоянного напряжения (файл *Mosfet*). Среднее напряжение на нагрузке регулируется длительностью импульса на выходе блока Pulse Generator. На рисунке представлены также графики напряжения и тока в транзисторе (верхние осциллограммы) и напряжения на нагрузке.

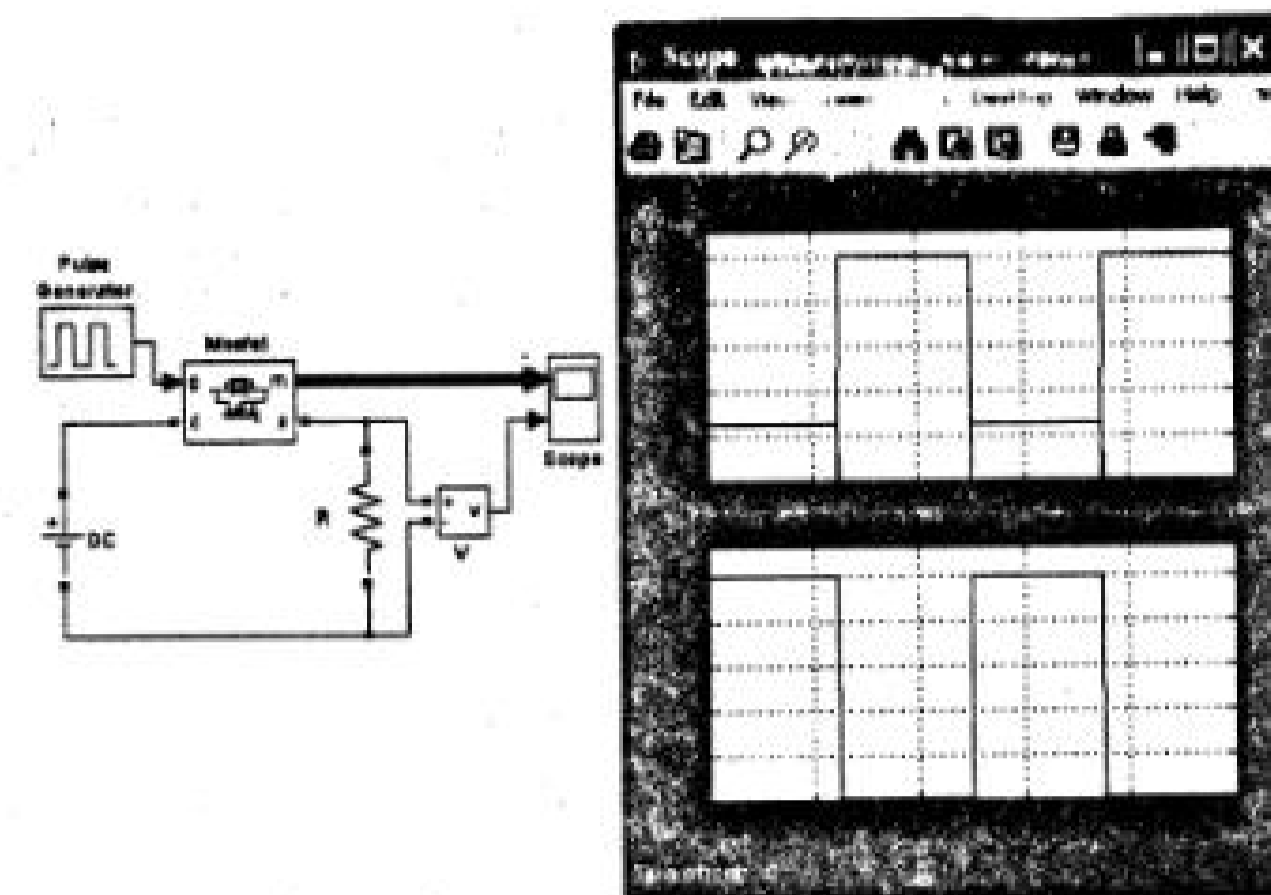


Рис. 4.58. Модель и электромагнитные процессы в импульсном регуляторе

#### 4.6.7. Интегрально-модульные конструкции в Sim Power System

Развитие технологии изготовления силовых полупроводниковых элементов привело к созданию модульных и интегральных конструкций. В модульных конструкциях, как правило, технологически соединены несколько полупроводниковых элементов, объединенных в схему. В интегральных конструкциях (PIC-Power Integrated Circuit) объединено несколько модулей, образующих силовой полупроводниковый преобразователь. В пакете расширения Power System реализован интегральный модуль, являющийся универсальным силовым полупроводниковым преобразователем.

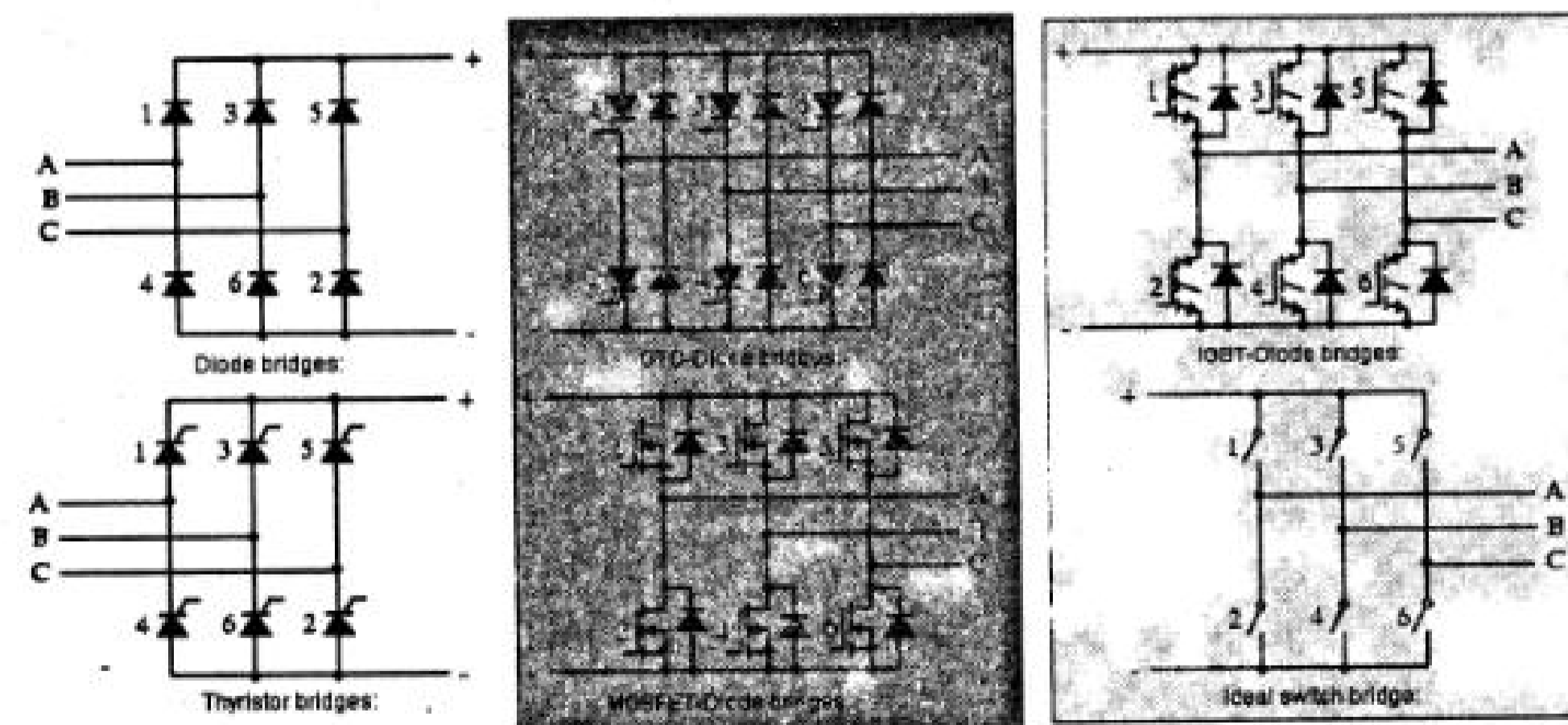


Рис. 4.59. Принципиальные схемы модульных конструкций в Sim Power System

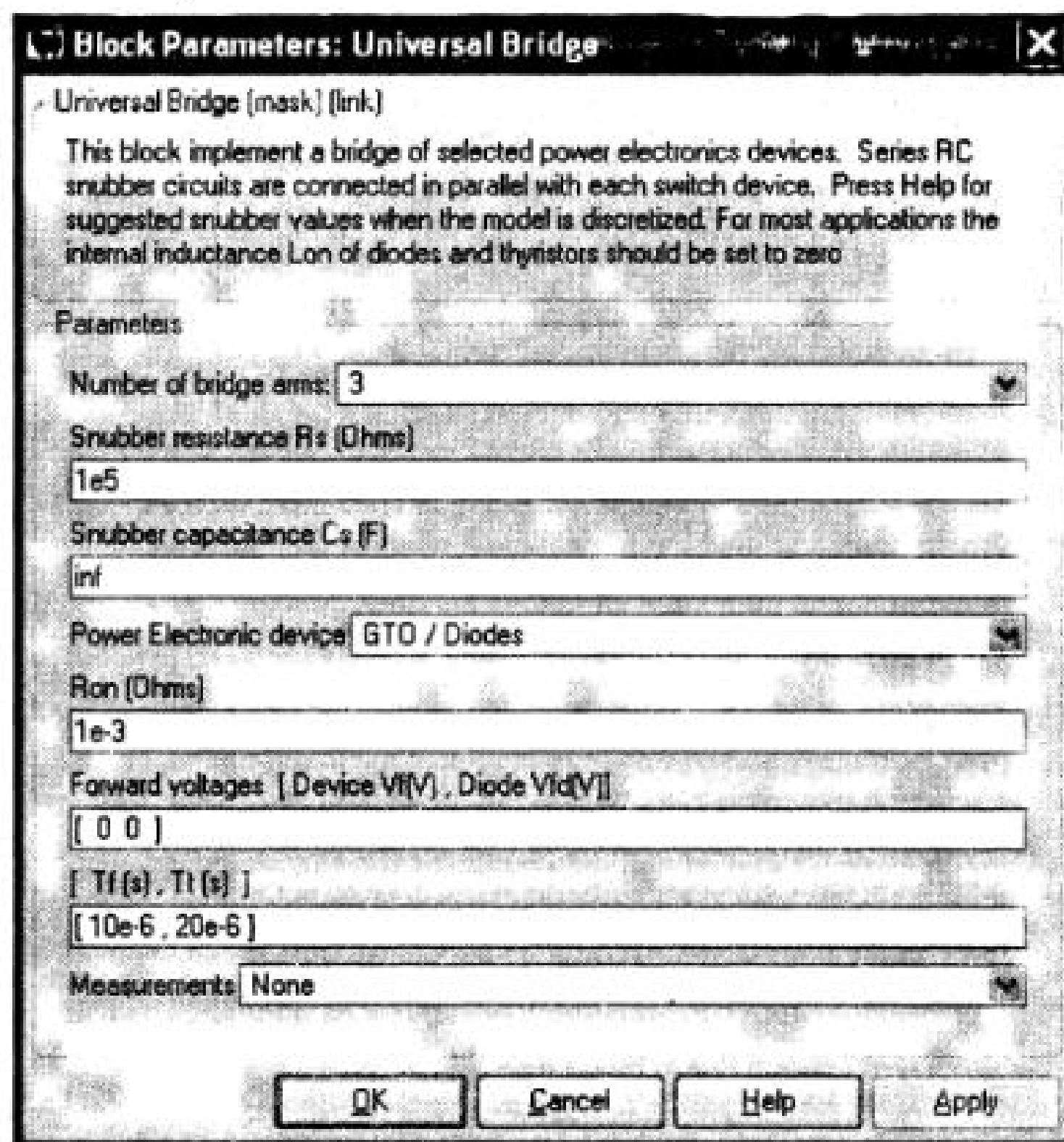
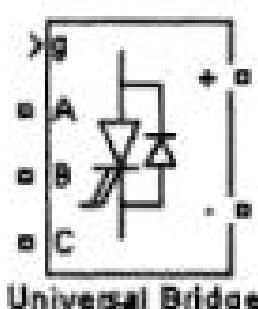


Рис. 4.60 Пиктограмма и окно настройки универсального преобразователя

Принципиальные схемы всех реализуемых преобразователей приведены на рис. 4.59. При этом могут быть реализованы однофазные одноплечевые схемы, когда используется только одно плечо, мостовые однофазные схемы, содержащие два плеча и трехфазные мостовые схемы.

Пиктограмма и окно настройки универсального преобразователя показано на рис. 4.60. В полях окна задаются следующие параметры универсального моста:

- количество плеч моста;
- параметры демпфирующих цепей;
- полупроводниковые элементы моста;
- статические параметры этих элементов в открытом (насыщенном) состоянии;
- динамические параметры полупроводниковых элементов;
- в поле Measurement выбираются переменные состояния, которые измеряются блоком Multimeter.

## Глава 5. Модельное исследование устройств силовой электроники [7, 8, 10, 16, 19, 26]

### 5.1. Введение

Преобразовательная техника, которая последние годы стала именоваться силовой электроникой, является областью нелинейной электротехники, в которой изучаются свойства полупроводниковых преобразователей.

Полупроводниковые преобразователи, построенные на силовых полупроводниковых приборах (диоды, тиристоры, мощные транзисторы), служат для преобразования параметров, характеризующих электрическую энергию. К этим параметрам относятся:

- тип и форма напряжения и тока (например, постоянные, переменные, синусоидальные, несинусоидальные периодические, импульсные и т. д.);
- величина (значение) напряжения и тока (среднее для постоянных, действующее, амплитудное для переменных);
- частота;
- число фаз.

Блок-схема полупроводникового преобразователя изображена на рис. 5.1.



Рис. 5.1 Блок-схема силового полупроводникового преобразователя

Полупроводниковый преобразователь преобразует электрическую энергию с параметрами  $U_1, f_1$  в электрическую энергию с параметрами  $U_2, f_2$  при воздействии сигналов управления.

Кроме силовых полупроводниковых элементов в состав полупроводникового преобразователя, как правило, входят и другие элементы, к ним, в первую очередь, относятся:

- активные элементы — неуправляемые и управляемые источники напряжения и тока;
- реактивные элементы — конденсаторы, катушки индуктивности, дроссели;
- электромагнитные преобразующие элементы — силовые трансформаторы, измерительные трансформаторы;
- выключатели и переключатели;
- система управления, которая в общем случае представляет собой сложное электронное устройство, реализованное либо на элементах интегральной микросхемотехники, либо на микроконтроллере;
- система защиты и сигнализации аварийных режимов.

## 5.2. Силовые полупроводниковые преобразователи в системах мехатроники

Силовые полупроводниковые преобразователи в системах мехатроники выполняют функцию регулирования скорости и момента электрического двигателя. Они включены между двигателем и основным источником питания. По принципу действия силовые преобразователи разделяются на следующие базовые типы:

- широтно-импульсные преобразователи (ШИП), связывающие источник постоянного тока с двигателем постоянного тока;
- управляемые выпрямители (УВ), связывающие источник переменного тока с двигателем постоянного тока, частным случаем управляемого выпрямителя является выпрямитель неуправляемый, который используется во вторичных источниках питания (В);
- автономные инверторы (АИ), связывающие источник постоянного тока с двигателем переменного тока;
- непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), связывающие источник переменного тока с двигателем переменного тока.

Функциональные схемы базовых преобразователей показаны на рис. 5.2.

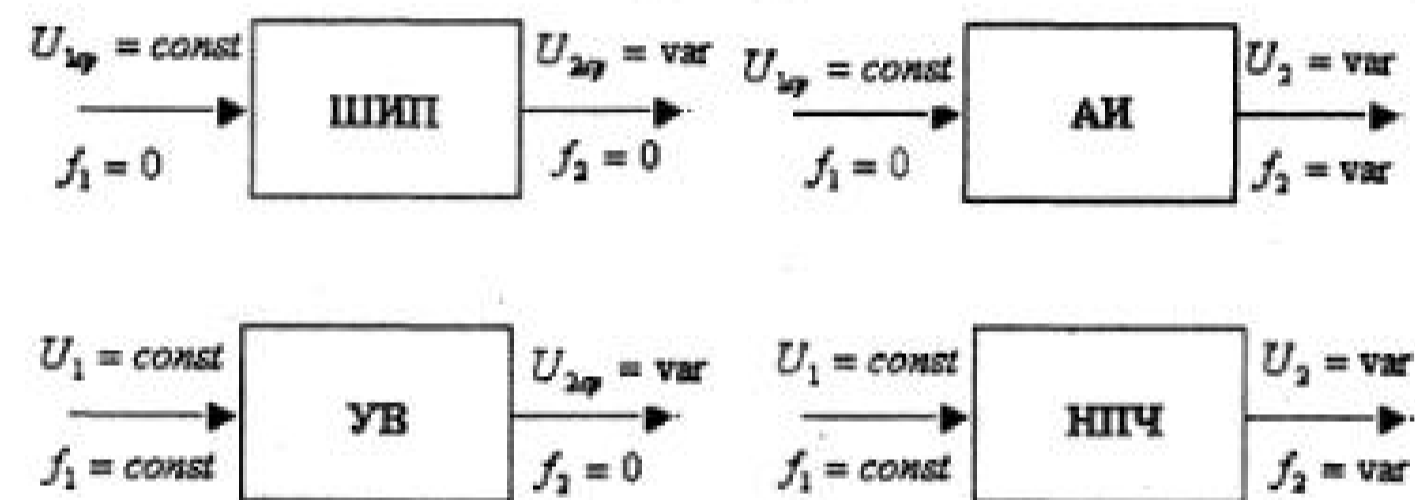


Рис. 5.2. Функциональные схемы силовых полупроводниковых преобразователей

Здесь следует напомнить, что постоянные напряжения характеризуются средними значениями, а переменные — действующими значениями.

Принципы функционирования базовых преобразователей представлены на рис. 5.3.

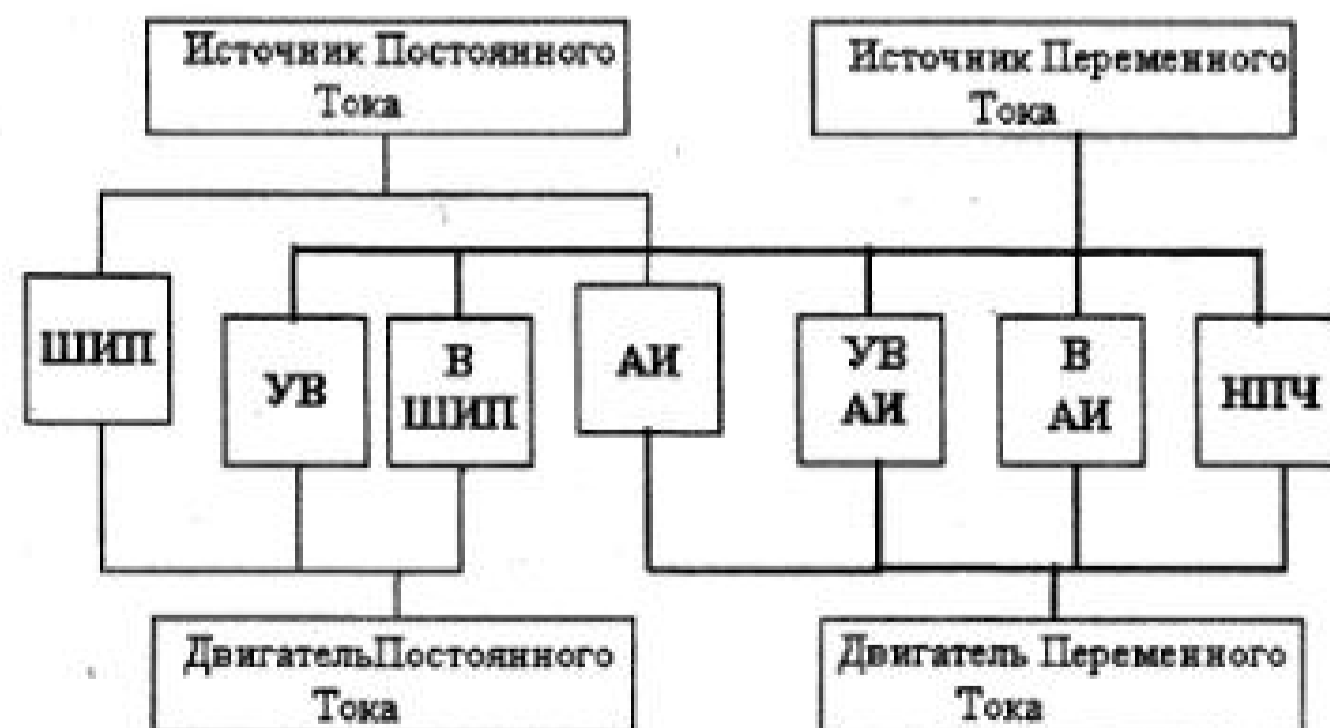


Рис. 5.3. Принципы функционирования базовых преобразователей в системах мехатроники

Широтно-импульсный преобразователь преобразует постоянное напряжение питания в постоянное регулируемое напряжение на выходе.

Управляемый выпрямитель преобразует переменное, обычно синусоидальное напряжение частоты 50 Гц постоянного действующего значения (обычно 220 В) в постоянное регулируемое напряжение на выходе.

Автономный инвертор преобразует постоянное напряжение питания в переменное напряжение на выходе с регулируемым действующим значением и регулируемой частотой.

Непосредственный преобразователь частоты преобразует переменное, обычно синусоидальное напряжение частоты 50 Гц постоянного действующего значения (обычно 220 В) в переменное напряжение на выходе с регулируемым действующим значением и регулируемой частотой.

Возможные варианты применения базовых силовых преобразователей в системах мехатроники постоянного и переменного тока показаны на рис. 5.3.

В системах постоянного тока исполнительным двигателем является двигатель постоянного тока. При питании от источника постоянного тока (аккумулятор, солнечная батарея, генератор постоянного тока) в качестве силового преобразователя используется ШИП, если источником питания является сеть переменного тока, то может быть применен УВ либо сочетание В+ШИП (рис. 5.3).

В системах переменного тока исполнительным двигателем является машина переменного тока. В этом случае при питании от источника постоянного тока применяется АИ, а при питании от источника переменного тока НПЧ, сочетания УВ+АИ, либо В+АИ.

Следует отметить, что для управления двигателями постоянного тока необходимо регулировать только напряжение, а для управления двигателями переменного тока — напряжение и частоту.

Далее рассматриваются силовые полупроводниковые преобразователи, получившие в последнее время преимущественное распространение в системах мехатроники. К таким преобразователям в системах постоянного тока относятся УВ, ШИП, а в системах переменного тока — АИ.

## 5.3. Основные характеристики устройств силовой электроники

Свойства систем силовой электроники изучаются на основе их основных характеристик, которые можно разделить на статические (установившиеся режимы работы), квазиустановившиеся и динамические (переходные режимы работы).

К статическим характеристикам относятся:

- нагрузочные (внешние) характеристики, представляющие собой зависимости выходного напряжения от тока нагрузки;
- регулировочные характеристики, представляющие собой зависимости выходного напряжения (тока) от сигнала управления;
- электромагнитные характеристики, представляющие собой зависимости токов в цепи питания преобразователя, а также токов в полупроводниковых элементах преобразователя от тока нагрузки;

- энергетические характеристики, представляющие собой зависимости активной, реактивной и полной мощности в цепи питания преобразователя и в нагрузке, а также мощности потерь в полупроводниковых элементах преобразователя от тока нагрузки или от мощности на выходе;
- спектральные характеристики.

Нагрузочная характеристика определяет внутреннее сопротивление преобразователя, которое включено последовательно с нагрузкой и влияет на ее параметры (например, для двигателя постоянного тока внутреннее сопротивление преобразователя увеличивает сопротивление якоря, уменьшая тем самым электромагнитную постоянную двигателя).

Регулировочная характеристика определяет коэффициент усиления преобразователя как динамического звена мехатронной системы.

Важным аспектом при исследовании устройств силовой электроники является спектральный анализ электромагнитных процессов. Это обусловлено тем, что всякое преобразование электрической энергии связано с искажением формы токов и напряжений. Основные свойства силового преобразователя существенно зависят от этих искажений. Количественно эти искажения можно оценить при разложении несинусоидальных токов и напряжений в ряд Фурье, т. е. при реализации спектрального анализа.

К квазиустановившимся следует отнести мгновенные электромагнитные процессы в нагрузке, в источнике питания и силовых полупроводниковых элементах в установившемся режиме работы полупроводникового преобразователя.

К динамическим характеристикам относятся:

- переходные электромагнитные процессы в нагрузке при скачкообразном изменении параметров источника питания;
- переходные электромагнитные процессы в источнике питания при скачкообразном изменении параметров нагрузки;
- переходные электромагнитные процессы в нагрузке и источнике питания при скачкообразном изменении величины входного сигнала;
- переходные электромагнитные процессы в полупроводниковых элементах преобразователя при их переключении.

Особую роль при исследовании динамических процессов занимают аварийные режимы в силовых преобразователях. Выход из строя одного элемента преобразовательной системы может стать причиной дальнейших более серьезных аварий. Поэтому своевременная диагностика и защита являются неотъемлемой частью сложных преобразовательных систем.

При исследовании силового полупроводникового преобразователя далеко не всегда требуется расчет всех перечисленных характеристик. Кроме того, исследователя могут интересовать свойства, отличные от перечисленных.

Все эти задачи решаются при наличии модели исследуемого устройства. Разработанная модель выполняет роль лабораторного стенда, на котором можно без боязни что либо испортить, задавать и исследовать любые режимы и характеристики.

## 5.4. Управляемые выпрямители [10, 19]

### 5.4.1. Вводные замечания

Выпрямители и управляемые выпрямители строятся с использованием диодов и тиристоров. Выпрямительные установки средней и большой мощности выполняют преимущественно по многофазным схемам. Применение многофазных схем снижает загрузку полупроводниковых приборов по току, уменьшает коэффициент пульсации и повышает частоту пульсации выпрямленного напряжения, что облегчает задачу его сглаживания. Вместе с тем существуют потребители постоянного тока, которые в силу тех или иных условий получают энергию от однофазных выпрямителей.

В мехатронных системах применяются реверсивные и нереверсивные управляемые выпрямители. Первые используются как силовые регуляторы для управления двигателем постоянного тока по цепи якоря. В этом случае в цепь нагрузки управляемых выпрямителей входят: активное сопротивление, индуктивность и встречная ЭДС. Нереверсивные схемы используются как вторичные источники питания с регулируемым напряжением, в этом случае в цепь нагрузки управляемых выпрямителей входят индуктивность и конденсатор выходного фильтра с параллельно включенной нагрузкой.

Далее реверсивные управляемые выпрямители рассматриваются на примере однофазных схем.

### 5.4.2. Однофазный управляемый выпрямитель

При применении выпрямителей приходится решать задачу управления средним значением выпрямленного напряжения на нагрузке  $U_H$ .

Однофазные управляемые выпрямители выполняются по схеме с нулевым выводом трансформатора (одноплечевые) и по мостовой схеме (двухплечевые). Принцип действия и характеристики однофазных управляемых выпрямителей рассмотрим на примере схемы с нулевым выводом трансформатора (рис. 5.4).

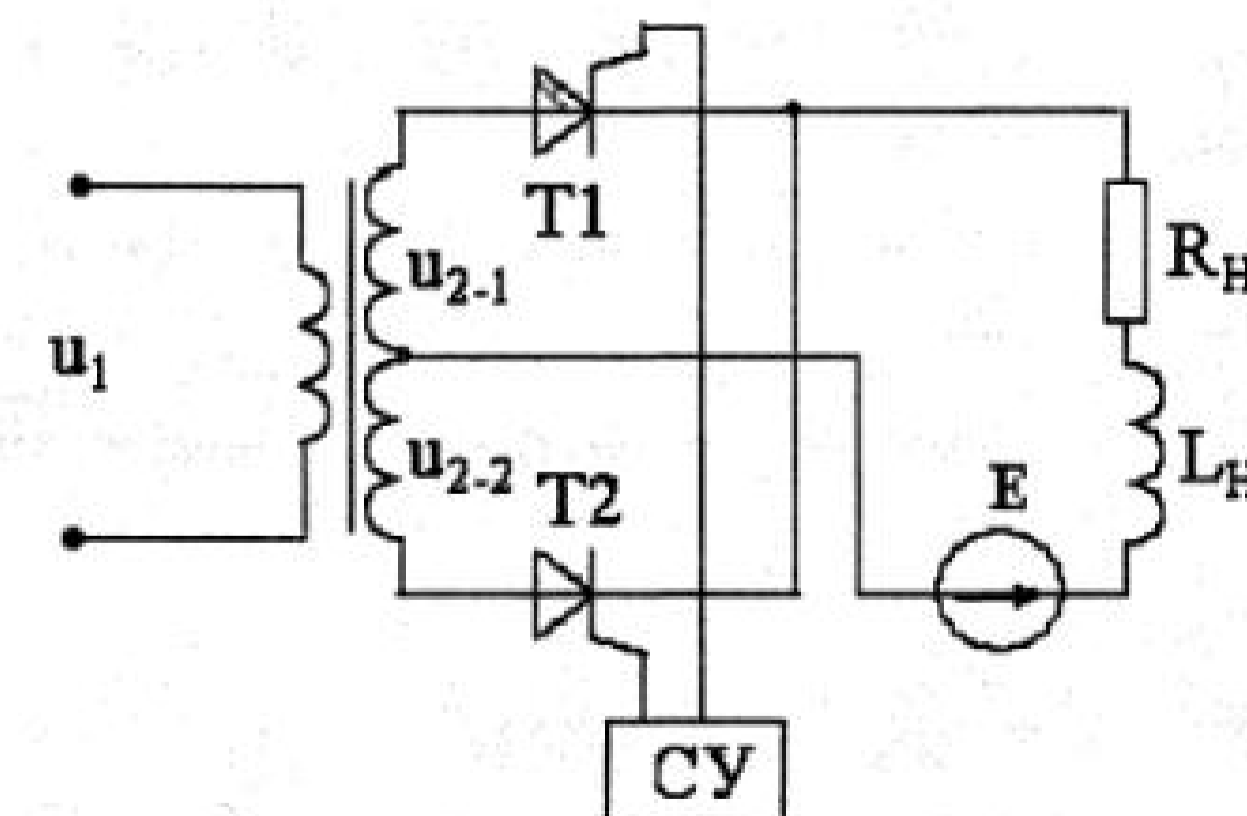


Рис. 5.4. Однофазный управляемый выпрямитель

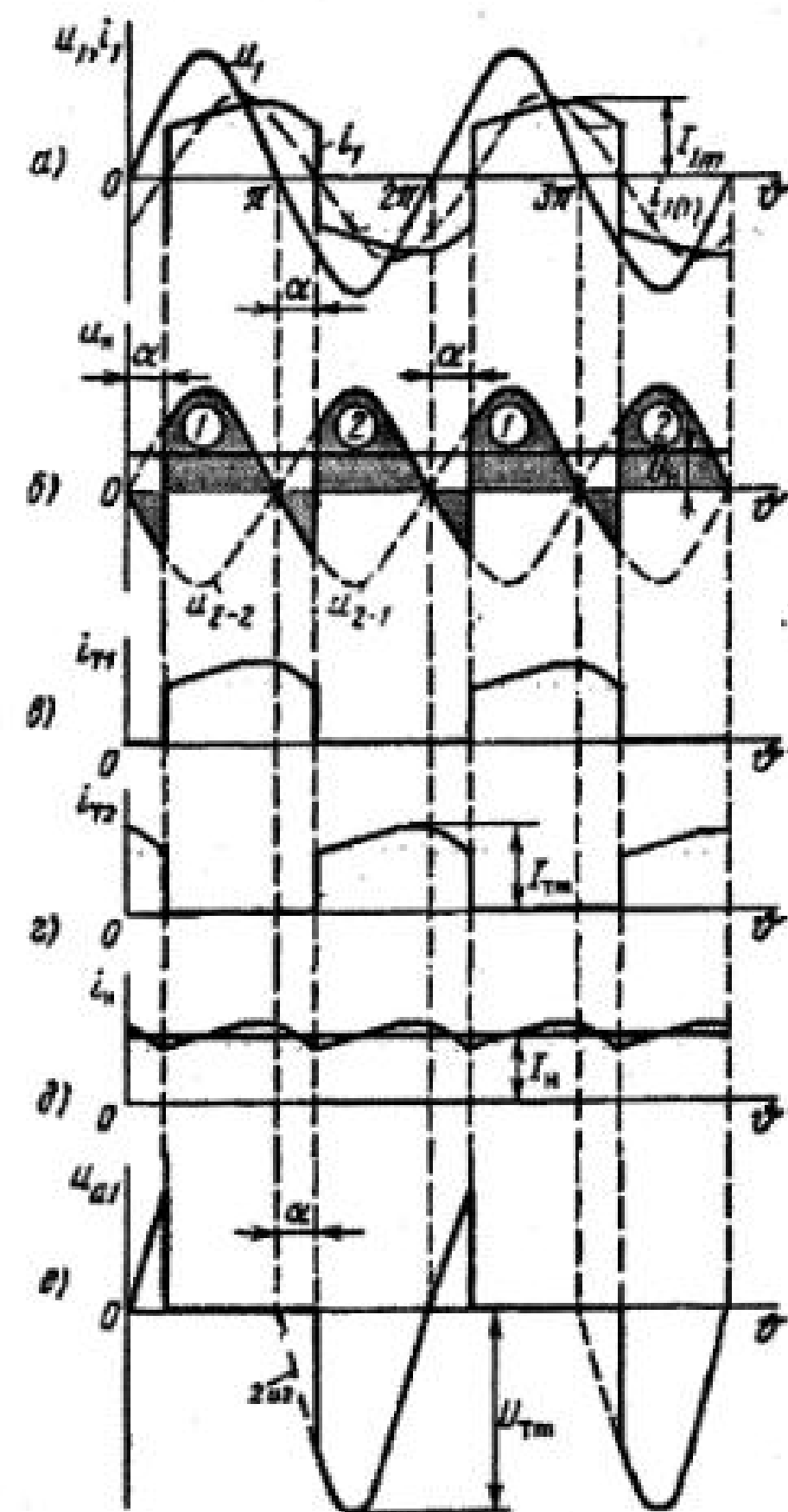


Рис. 5.5 а-е. Электромагнитные процессы в однофазном УВ

Рассмотрим работу управляемого выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку с противо ЭДС.

Временные диаграммы напряжений и токов, приведенные на рис. 5.5 а-е, поясняют работу схемы.

В момент времени  $\alpha$  от системы управления (СУ) выпрямителя поступает импульс на управляющий электрод тиристора Т1. В результате отпирания тиристор Т1 подключает нагрузку на напряжение вторичной обмотки трансформатора. На нагрузке на интервале  $\alpha - \pi$  формируется напряжение  $u_H$  (затемненная область на рис. 5.5 б), представляющее собой участок кривой напряжения  $u_{2-1}$ . Через нагрузку и тиристор Т1 протекает один и тот же ток. При переходе напряжения питания через нуль ( $\vartheta = \pi$ ) ток тиристора Т1 продолжает протекать вследствие того, в нагрузке включена индуктивность. В кривой выходного напряжения  $u_H$  создаются отрицательные участки.

Очередной отпирающий импульс подается на тиристор Т2. Отпирание этого тиристора приводит к запираанию Т1. При этом к нагрузке прикладывается положительное напряжения той же формы, что и на интервале проводимости тиристора Т1.

На интервале проводимости тиристора Т2, сумма напряжений вторичных обмоток трансформатора подключаются к тиристору Т1, вследствие чего, с момента отпирания тиристора Т2, на тиристоре Т1 действует обратное напряжение (рис. 5.5 е). В последующем процессы в схеме следуют аналогично, рассмотренным выше. Токи тириستоров показаны на рис. 5.5 в, г, а ток нагрузки — на рис. 5.5 д.

Потребляемый из сети ток  $i_1$  показан на рис. 5.5 а. Первая гармоника потребляемого тока  $i_1(1)$  отстает от напряжения сети по фазе. Это приводит к потреблению выпрямителем из сети реактивной мощности, что неблагоприятно сказывается на энергетических характеристиках.

Рассмотренный фазовый метод управления может быть реализован с помощью фазосдвигающих способов, одним из которых является вертикальный способ управления, основанный на сравнении опорного напряжения (обычно пилообразной формы) и постоянного напряжения сигнала управления. Равенство мгновен

ных значений этих напряжений определяет фазу  $\alpha$ , при которой схема вырабатывает импульс, затем усиливается и подаваемый на управляющий электрод тиристора. Изменение фазы  $\alpha$  управляющего импульса достигается изменением уровня входного напряжения управления  $u_y$ . Функциональная схема такого управления приведена на рис. 5.6.

Опорное напряжение, вырабатываемое генератором пилообразного напряжения ГПН и синхронизированное с напряжением сети с помощью синхронизированного с сетью генератора импульсов (ГИ), подается на схему сравнения СС, на которую одновременно поступает и входное управляющее напряжение  $u_y$  (сигнал управления). Сигнал со схемы сравнения поступает на распределитель импульсов (РИ) и далее на оконечные усилители мощности (У), откуда в виде мощного, обладающего крутым фронтом и регулируемого по фазе импульса, подается на управляющий электрод тиристора.

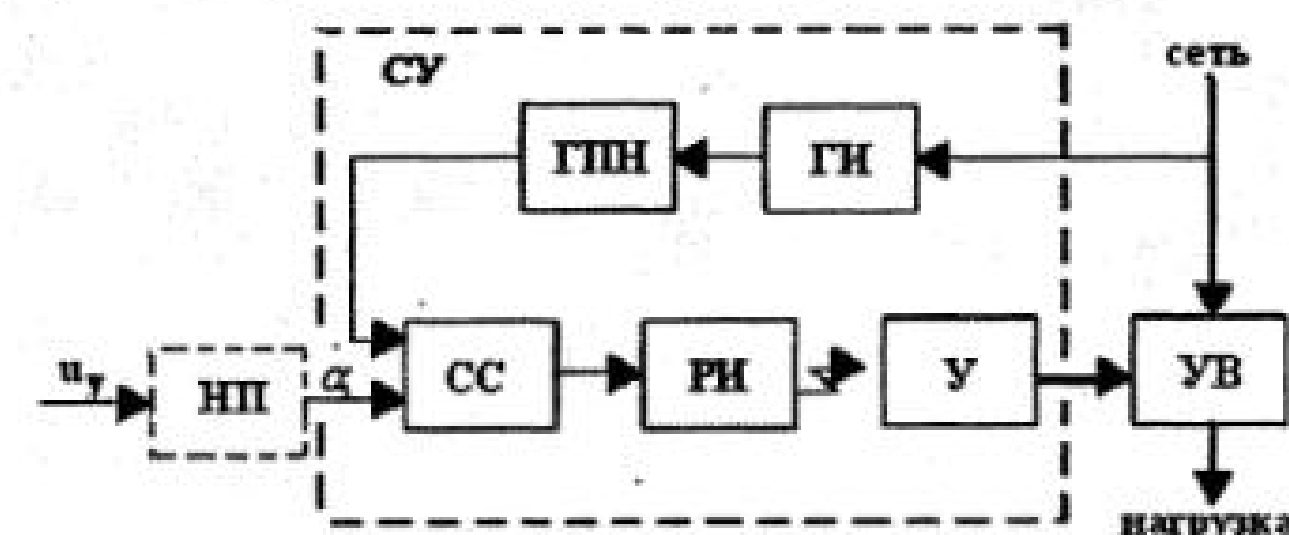


Рис.5.6. Функциональная схема управления УВ

Обычно между распределителем импульсов и оконечными усилителями используются схемы гальванической развязки, что на рис. 5.6 условно показано ломаной стрелкой.

Одной из важнейших особенностей управляемого выпрямителя является его способность регулировать среднее значение выпрямленного напряжения при изменении угла  $\alpha$ . Если индуктивность в цепи нагрузки достаточно велика\* для поддержания тока при отрицательном напряжении, то зависимость среднего выходного напряжения от угла управления находится из выражения:

$$U_H = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha \quad (5.1)$$

где  $U_{2m}$  — амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Зависимость среднего выходного напряжения от угла управления показана на рисунке 5.7.

При  $\alpha = 0$  кривая выходного напряжения  $u_H$  соответствует случаю неуправляемого выпрямителя и среднее напряжение на нагрузке  $U_{H0} = \frac{2}{\pi} U_{2m}$  максимально.

\* Обычно в цепь якоря двигателя включается дополнительная индуктивность.

При угле управления  $\alpha = \frac{\pi}{2}$ ,  $U_H = 0$ . Иными словами, управляемый выпрямитель

при изменении угла  $\alpha$  от 0 до  $90^\circ$  осуществляет регулирование напряжения

$U_H$  в пределах от максимального значения, равного  $\frac{2}{\pi} U_{2m}$  до нуля. Зависимость

среднего напряжения  $U_H$  от угла  $\alpha$  является нелинейной. Для линеаризации регулировочной характеристики УВ на его входе обычно включается нелинейный преобразователь (НП), реализующий функцию

$$\alpha = \arccos(u_y), \quad (5.2)$$

тогда 
$$U_H = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cdot u_y \quad (5.3)$$

#### Коммутация тока и внешние характеристики однофазных управляемых выпрямителей.

В выпрямителях средней и большой мощности возрастает влияние ЭДС самоиндукции, создаваемых в первичной и вторичной обмотках трансформатора их магнитными потоками рассеяния. Наличие индуктивностей рассеяния сказывается на процессе перехода тока нагрузки с одного тиристора на другой (процесс коммутации). В маломощных выпрямителях, ввиду относительной малости индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора, указанный переход тока протекает за короткий интервал времени и его можно не учитывать. Коммутацию тока в этих выпрямителях считают мгновенной. В выпрямителях же средней и большой мощности интервал коммутации, характеризуемый углом  $\gamma$ , может занимать довольно значительную часть длительности рабочих процессов. Коммутационные процессы здесь оказывают существенное влияние на работу, показатели и характеристики управляемого выпрямителя. Влияние индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора  $L_{s1}, L_{s2}$

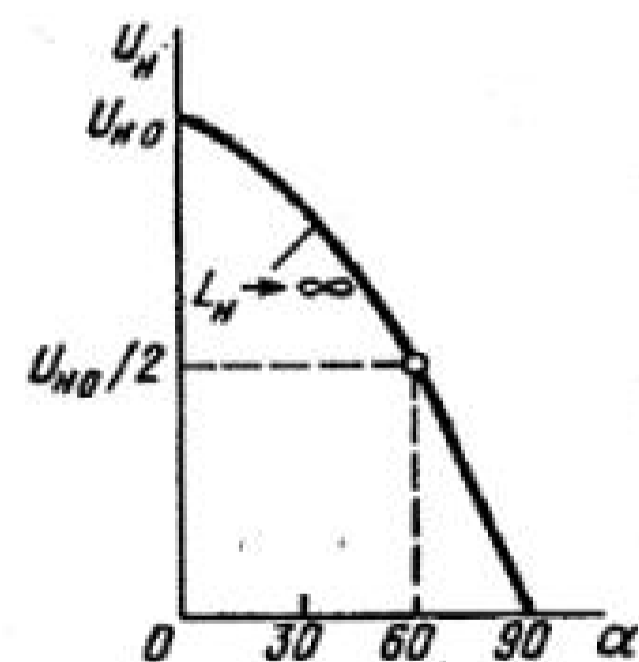


Рис. 5.7. Регулировочная характеристика УВ

а при более точных расчетах и индуктивности

питающей сети  $L_c$  учитывается суммарной индуктивностью

$$L_a = L_{s2} + (L_{s1} + L_c) \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 \quad (\text{или суммарным индуктивным сопротивлением}),$$

приведенной к вторичной обмотке трансформатора (рис. 5.8, а).

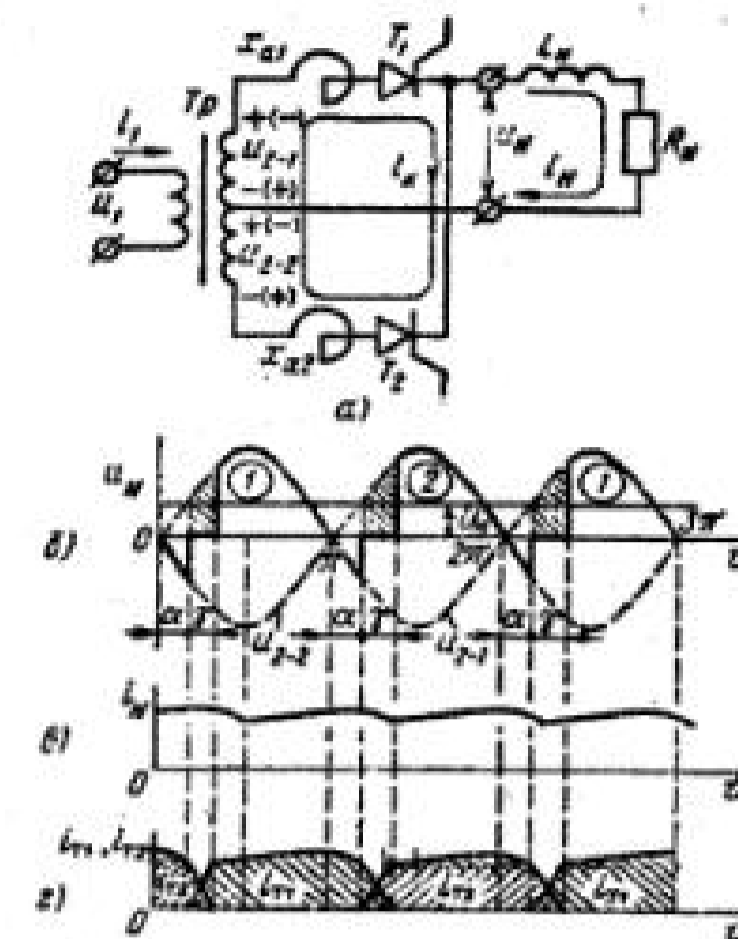


Рис. 5.8. Расчетная схема и электромагнитные процессы в однофазном УВ при коммутации

Временные диаграммы, поясняющие влияние коммутационных процессов в схеме выпрямителя, приведены на рис. 5.8 б-г.

Влияние индуктивности в цепи переменного тока проявляется в том, что при подаче отпирающего импульса на очередной тиристор индуктивные сопротивления задерживают процесс уменьшения до нуля тока проводящего тиристора и нарастания до значения  $I_H$  тока тиристора, вступающего в работу (рис. 5.8 г). В результате на интервале коммутации  $\gamma$  в проводящем состоянии одновременно находятся оба тиристора выпрямителя. Эти тиристоры создают короткозамкнутый контур для вторичной обмотки трансформатора. Напряжение на нагрузке  $U_H$  при учете угла коммутации определяется выражением:

$$U_H = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha - \frac{I_H x_a}{\pi} \quad (5.4)$$

Уравнение (5.4) описывает внешние характеристики управляемого выпрямителя. Для различных значений угла управления они представляются семейством параллельных прямых (рис. 5.9).

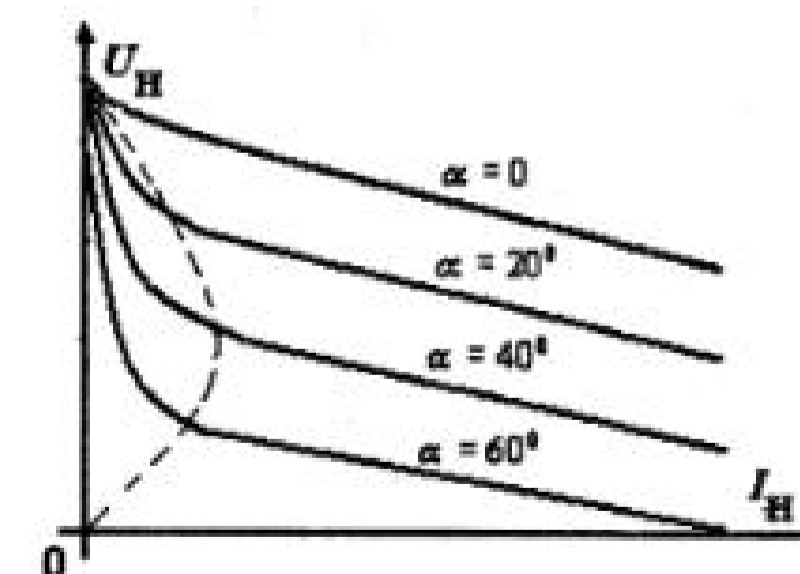


Рис. 5.9. Внешние характеристики управляемого выпрямителя

Наклон характеристик зависит от величины приведенного ко вторичной обмотке трансформатора суммарного реактивного сопротивления  $x_a$ . Коммутационные явления в схеме управляемого выпрямителя приводят к возрастанию фазового сдвига потребляемого тока относительно напряжения питания. Фазовый сдвиг первой гармоники потребляемого тока растет пропорционально углу коммутации и составляет  $\varphi \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}$ .

Электромагнитные процессы в однофазном мостовом управляемом выпрямителе (рис. 5.10) протекают аналогично рассмотренным выше для схемы с нулевой точкой.

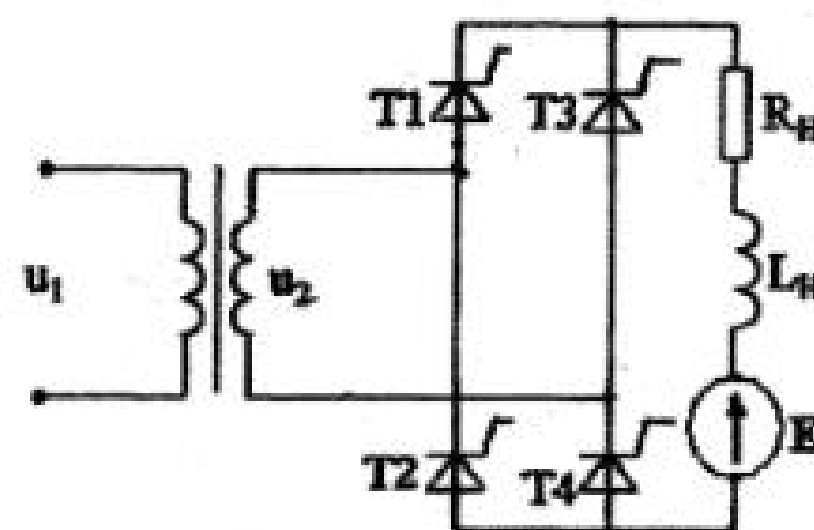


Рис. 5.10. Однофазный мостовой УВ

Первая гармоника потребляемого из сети тока  $i_1(1)$  в мостовой схеме также сдвинута в сторону отставания относительно напряжения питания на

угол  $\varphi \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}$ .

Уравнение внешней характеристики для схемы (рис. 5.10) имеет вид:

$$U_H = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha - \frac{2I_H x_a}{\pi} \quad (5.5)$$

Сравнение уравнений (5.4) и (5.5) показывает, что в мостовой схеме следует ожидать больший наклон внешней характеристики. Однако в мостовой схеме примерно в два раза уменьшается индуктивность рассеяния трансформатора. Часто эти схемы используются вообще без трансформатора. Все это приводит к тому, что в результате при приблизительно одинаковых мощностях внешние характеристики обеих схем практически совпадают. Преимуществом мостовой схемы является то, что при одинаковых выходных напряжениях максимальное напряжение на тиристоре в них в два раза меньше.

*Прерывистые токи в управляемом выпрямителе.*

При значительной противо ЭДС в нагрузке, когда ток нагрузки достаточно мал, в управляемом выпрямителе наступает режим прерывистых токов. В этом режиме очередной тиристор в схеме (рис. 5.4) (или очередная пара тириستоров в

мостовой схеме, рис. 5.10) вследствие спада тока до нуля закрывается раньше, чем открывается очередной тиристор. Электромагнитные процессы для такого режима работы показаны на рис. 5.11.

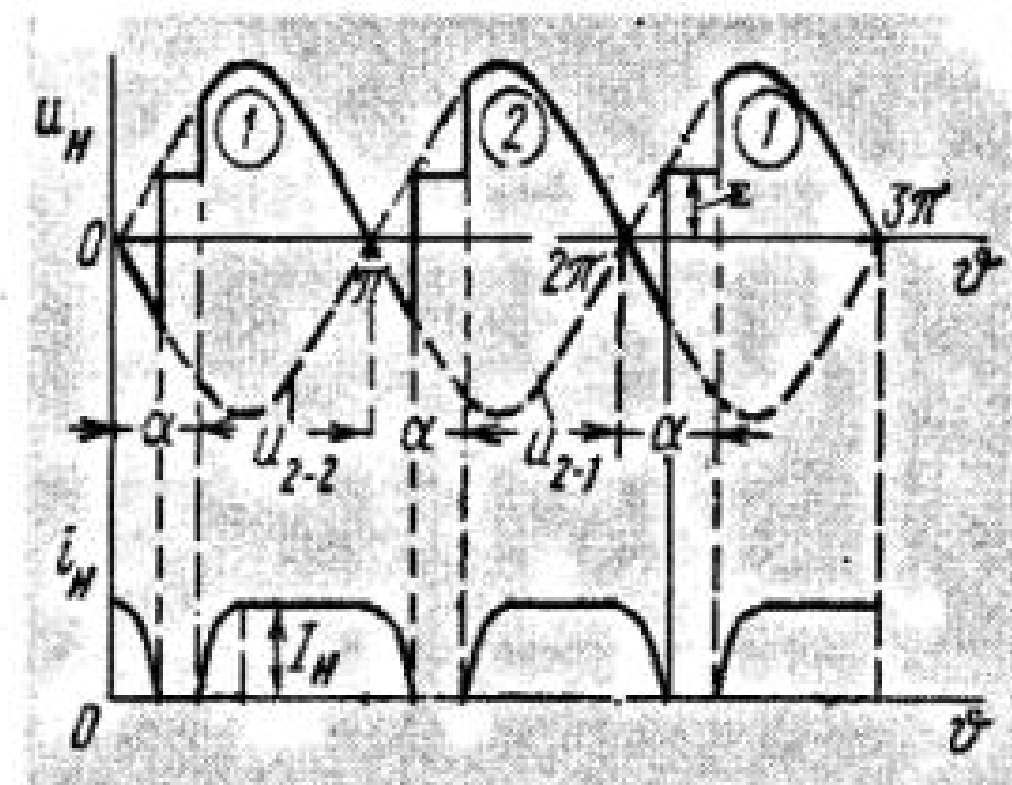


Рис. 5.11. Электромагнитные процесс УВ в режиме прерывистых токов

В паузе протекания тока через тиристоры напряжение на нагрузки определяется противо ЭДС. В режиме прерывистых токов отсутствуют явления коммутации, а выходное напряжение управляемого выпрямителя можно определить по приближенной формуле

$$U_H \approx E\alpha + \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (5.6)$$

Внешние характеристики в режиме прерывистого тока являются нелинейными, они показаны на рис. 5.9 в области, ограниченной пунктирной линией. Следует подчеркнуть, что область прерывистых токов обычно очень узкая, что часто достигается включением дополнительной индуктивности на выходе управляемого выпрямителя. Поэтому наличие этой области и связанной с ней нелинейности не оказывает заметного влияния на свойства системы регулирования с управляемым выпрямителем.

#### 5.4.3. Управляемый выпрямитель в режиме инвертора, ведомого сетью

В инверторах происходит преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока. В управляемом выпрямителе такое преобразование происходит в том случае, когда ЭДС в нагрузке имеет то же направление, что и ток (на рис. 5.4 знак ЭДС противоположный). Такой режим работы характерен для реверсивных схем. Рассмотрим работу инвертора на примере одноплечевой схемы (рис. 5.4). При этом для упрощения не будем учитывать явление коммутации.

Электромагнитные процессы в режиме работы управляемого выпрямителя инвертором показаны на рис. 5.12. Здесь, в отличие от рис. 5.5, на интервале  $0 - \alpha$  открыт тиристор T2. Его ток, равный току нагрузки, протекает под действием ЭДС E навстречу напряжению  $u_{2-2}$  на вторичной обмотке трансформатора.

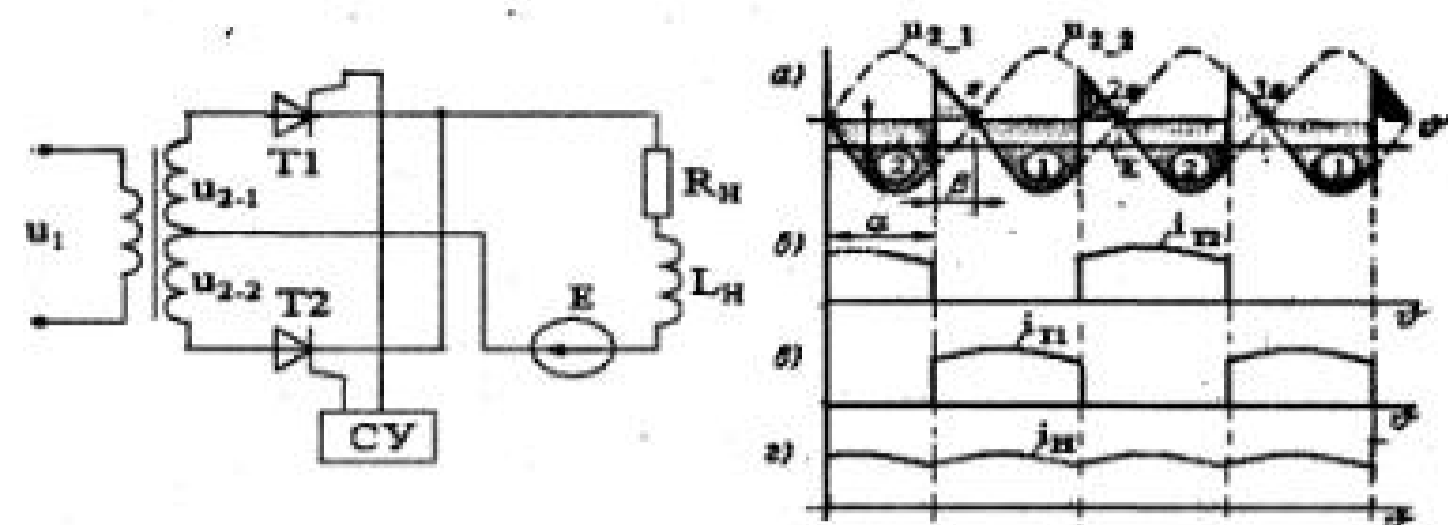


Рис. 5.12. Однофазной УВ в режиме инвертирования

По окончании интервала  $\alpha$ , т. е. с опережением на угол  $\beta$  относительно точки  $\pi$ , подачей управляющего импульса отпирается тиристор T1. Ток нагрузки переходит на тиристор T1, а T2 запирается под действием отрицательного напряжения  $u_{2.1} + u_{2.2}$ . В течение угла  $\beta$  к тиристору T2 прикладывается отрицательное напряжение, необходимое для восстановления его запирающих свойств. Поэтому обязательным условием нормальной работы инвертора является наличие угла опережения  $\beta$ . Этот угол не может быть меньше, чем  $\beta_{\min} = 2\pi f \tau_{\text{восст}}$ , где  $f$  — частота сети,  $\tau_{\text{восст}}$  — паспортное значение времени восстановления тиристора.

В последующем процессы, протекающие в схеме, повторяются.

На нагрузке формируется напряжение (затемненная область на рис. 5.12), модуль среднего значения которого определяется из уравнения

$$U_H = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \beta. \quad (5.7)$$

Из выражения (5.7) следует, что с учетом замены угла  $\alpha$  на угол  $\beta$  среднее напряжение на нагрузке инвертора описывается тем же выражением, что и для выпрямителя (уравнение 5.1).

При учете коммутации модуль среднего напряжения на нагрузке для одноплечевой схемы определяется из уравнения (5.4), а для мостовой — из уравнения (5.5).

Инверторный режим работы используется в реверсивных схемах. Рассмотрим схему, представленную на рис. 5.13.

Такой силовой преобразователь, состоящий из двух параллельно и встречно включенных управляемых выпрямителей (1 и 2 группа, рис. 5.13), позволяет обеспечить все режимы работы исполнительного двигателя постоянного тока. Работа тиристорных мостов 1 и 2 характеризуется попеременным использованием в них режимов выпрямления и инвертирования. Различают два режима управления тиристорными мостами — совместное и раздельное.

При *совместном управлении* отпирающие импульсы подаются на тиристоры как одной, так и другой групп, задавая одной группе режим выпрямления, а другой — режим инвертирования. Если тиристорная группа 1 работает в режиме выпрямления, а группа 2 — в режиме инвертирования, то угол управления  $\alpha_1$  тиристорами группы 1 связан с углом опережения  $\beta_2$  тиристорами группы 2 условием равенства средних значений напряжения  $U_H$  выпрямителя и инвертора. Это условие записывается в виде

$$\alpha_1 = \beta_2. \quad (5.8)$$

Аналогично, если тиристорная группа 1 работает в режиме инвертирования а группа 2 — в режиме выпрямления, то угол управления  $\alpha_2$  тиристорами группы 2 связан с углом опережения  $\beta_1$  тиристорами группы 1 равенством  $\alpha_2 = \beta_1$ .

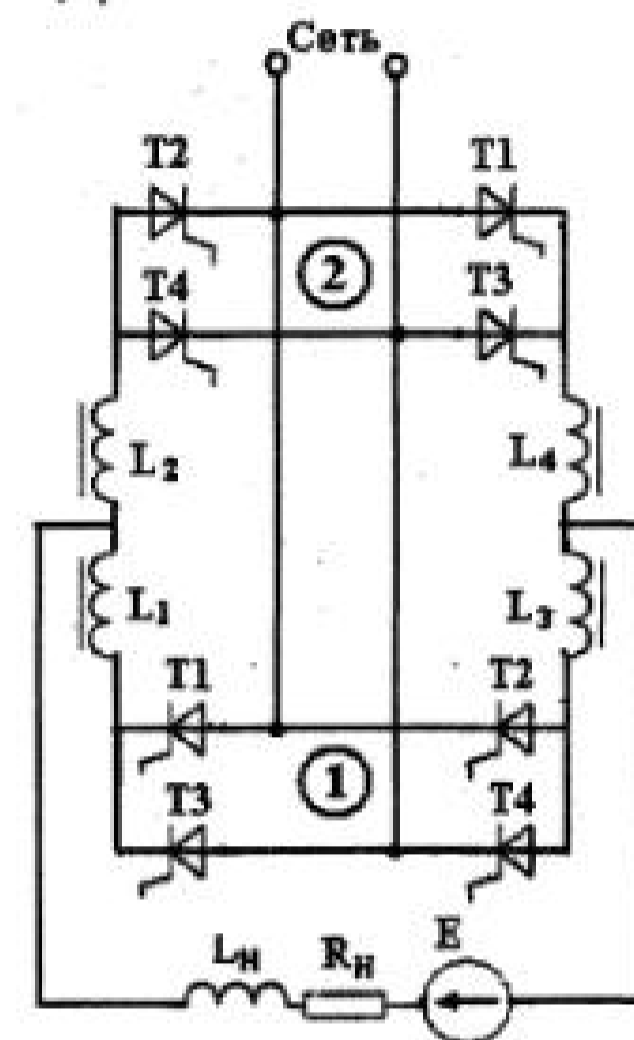


Рис. 5.13. Однофазный реверсивный управляемый выпрямитель

Недостатком реверсивных управляемых выпрямителей с совместным управлением является необходимость принятия мер по уменьшению уравнивающих циркулирующих токов. Для этого в схему включают дополнительные индуктивности  $L_1, L_2, L_3, L_4$  (рис. 5.13).

Проблема уменьшения уравнивающих токов полностью исключается в случае раздельного управления тиристорными группами 1 и 2. При этом отпадает необходимость в дополнительных индуктивностях.

Принцип раздельного управления сводится к тому, что отпирающие импульсы подаются на тиристоры только той группы, которая в данный момент участвует в преобразовании энергии. В этом случае при переходе работы с одной группы тириستоров на другую необходима временная пауза, в течение которой ток нагрузки должен уменьшиться до нуля. Эта пауза приводит к ухудшению быстродействия системы. Ее всегда нужно учитывать при синтезе регуляторов для управления реверсивным управляемым выпрямителем.

#### 5.4.4. Трехфазные управляемые выпрямители

Трехфазные управляемые выпрямители строятся по схемам с однополупериодным выпрямлением и двухполупериодным выпрямлением (мостовые). Трехфазная мостовая схема получила преимущественное применение при построении управляемых выпрямителей трехфазного тока.

Нереверсивный трехфазный управляемый выпрямитель в системах мехатроники применяется в основном для питания инверторов, когда регулирование напряжения на выходе инвертора осуществляется за счет регулирования напряжения питания. В этом случае на выходе трехфазного управляемого выпрямителя применяется L, C фильтр с нагрузкой, подключенной параллельно конденсатору фильтра (рис. 5.14). При таком подключении мгновенное напряжение на выходе управляемого выпрямителя  $u_{yb}$  не совпадает с напряжением на нагрузке, последнее является практически постоянным и равным среднему значению напряжения на выходе выпрямителя.

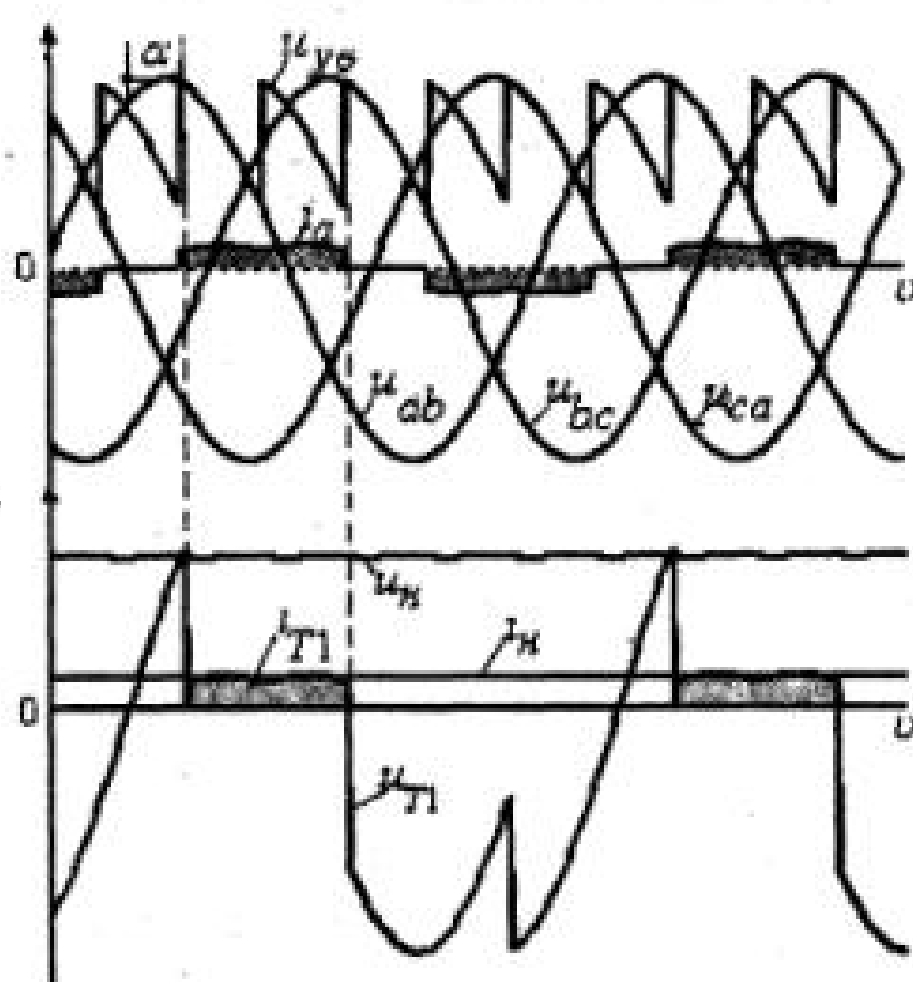
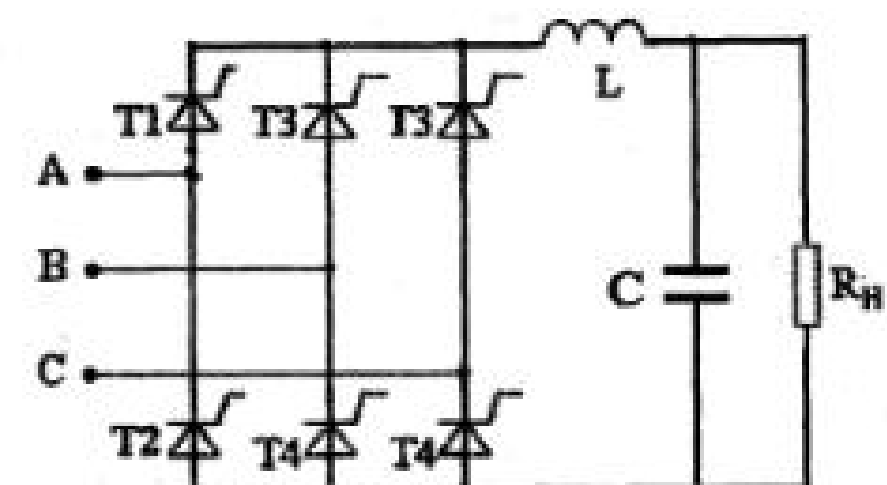


Рис. 5.14 Схема и электромагнитные процессы трехфазного мостового УВ

Анализ схемы осуществим вначале при  $x_{aa} = x_{ab} = x_{ac} = 0$ , а затем укажем их влияние. Электромагнитные процессы в схеме показаны на рис. 5.14.

Особенность работы управляемого выпрямителя заключается в задержке на угол  $\alpha$  момента отпирания очередных тиристоров относительно точек естественного отпирания.

Влияние изменения угла  $\alpha$  на кривую  $u_{yb}$  и среднее значение напряжения на нагрузке  $U_H$  показаны на (рис. 5.15 а, б). Поскольку в трехфазной мостовой схеме выпрямлению подвергается линейное напряжение, то напряжение  $u_{yb}$  на выходе состоит из участков линейных напряжений  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ca}$ . При изменении угла  $\alpha$  в диапазоне от 0 до  $60^\circ$  (рис. 5.15 а) переход напряжения  $u_{yb}$  с одного линейного напряжения на другое осуществляется в пределах положительной полярности участков линейных напряжений.

При  $\alpha > 60^\circ$  (рис. 5.15 б) в кривой выходного напряжения появляются отрицательные участки. Среднему напряжению  $U_{yb} = 0$  будет отвечать значение угла  $\alpha = 90^\circ$ .

Зависимость среднего значения выпрямленного напряжения, а равно и напряжения на нагрузке, от угла  $\alpha$  определяется выражением:

$$U_{yb} = U_H = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{3}U_m \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{3\sqrt{3} \cdot U_m}{\pi} \cos \alpha, \quad (5.9)$$

где  $U_m$  — амплитуда фазного напряжения питания. Сравнивая (5.1) и (5.9), видим, что регулировочные характеристики однофазного и трехфазного управляемых выпрямителей аналогичны.

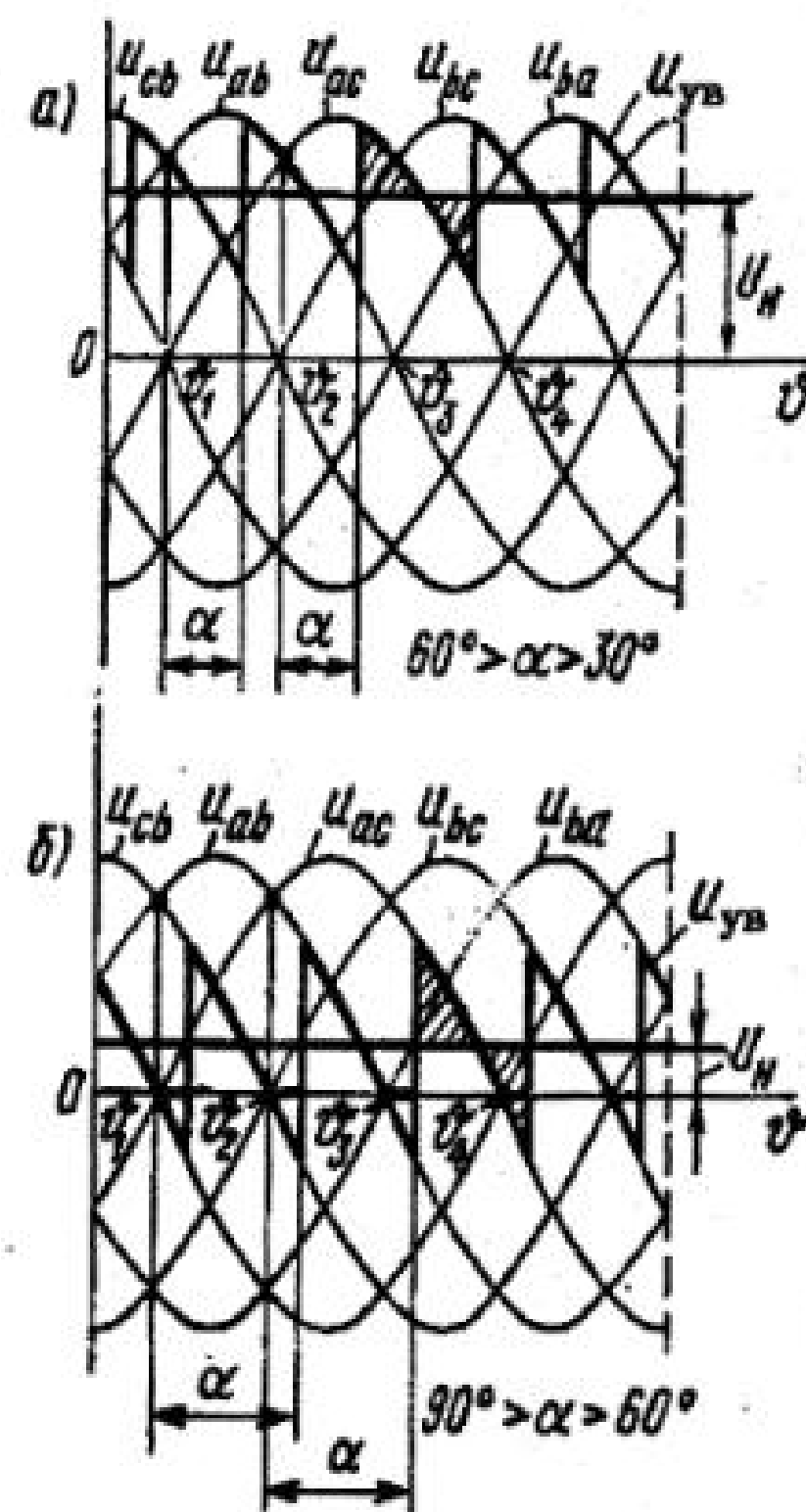


Рис. 5.15 Электромагнитные процессы в трехфазном УВ при различных углах управления

пределителя импульсов, поскольку здесь приходится управлять шестью тиристорами.

Кривые анодных токов тиристоров и тока потребления (рис. 5.14), также как и в схеме однофазного управляемого выпрямителя, отличаются от синусоиды. Амплитуда обратного

напряжения на тиристоре равна  $1,045 \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi}$ .

Этой величиной определяется не только обратное напряжение, но и возможное значение амплитуды прямого напряжения на тиристоре при регулировании угла  $\alpha$ .

Коммутация токов, обусловленная наличием индуктивности в цепи питания, протекает так же, как и в схемах однофазных выпрямителей. Коммутационные падения напряжения сказываются на форме кривой напряжения на выходе управляемого выпрямителя и уменьшении его среднего значения  $U_H$  которое для трехфазной схемы определяется из уравнения

$$U_H = \frac{3\sqrt{3}U_m}{\pi} - \frac{3I_H x_a}{\pi} \quad (5.10)$$

Соотношение (5.10) является уравнением внешних характеристик трехфазного управляемого выпрямителя.

Функциональная схема управления трехфазного управляемого выпрямителя ничем не отличается от схемы (рис. 5.6). Принципиальное отличие заключается в ином построении рас-

#### 5.4.5. Высшие гармоники первичного тока управляемых выпрямителей

Кривые тока сети управляемых выпрямителей при больших индуктивностях в нагрузке значительно отличаются от синусоиды. Это свидетельствует о том, что рассматриваемые силовые преобразователи для сети переменного тока являются генераторами некоторого спектра высших гармоник, что отрицательно воздействует на сеть. Протекание высших гармоник по обмоткам генераторов, питающих сеть, вызывает в них дополнительные потери и нагрев. Дополнительные потери создаются в передающих линиях и промежуточных трансформаторах.

Падение напряжения от высших гармонических на внутренних импедансах питающей сети вызывает искажения формы питающего напряжения, что отрицательно сказывается на работе других потребителей. Искажение формы питающего напряжения особенно ощутимо, когда мощность сети соизмерима с мощностью силового преобразователя. На рис. 5.16 показаны формы токов в цепи питания управляемых выпрямителей



Рис. 5.16. Формы токов в цепи питания управляемых выпрямителей

#### 5.4.6. Энергетические и электромагнитные характеристики управляемых выпрямителей

Управляемый выпрямитель отрицательно влияет на питающую сеть переменного тока. Во-первых, он потребляет из сети несинусоидальный ток. Во-вторых, он сдвигает фазу потребляемого тока относительно питающего напряжения. Несинусоидальность тока может быть охарактеризована коэффициентом гармоник (THD — Total Harmonic Distorsion)

$$THD = \frac{\sqrt{I^2(2) + I^2(3) + \dots + I^2(n)}}{I_1(1)} = \frac{I_{\Sigma}}{I_1(1)}, \quad (5.11)$$

где  $I(1) \dots I(n)$  — эффективные значения тока первой и т. д. гармоник,  $I_{\Sigma}$  — эффективный ток всех высших гармоник.

Фазовый сдвиг зависит от угла управления управляемым выпрямителем. Поэтому коэффициент мощности УВ определяется следующим образом.

Первую гармонику тока можно разложить на активную  $I_{1a}(1)$  и реактивную  $I_{1p}(1)$  составляющие. Если принять, что напряжение сети синусоидально, тогда отдельные составляющие мощности для трехфазных схем определяются следующими выражениями:

- полная мощность, потребляемая из сети  $S_1 = 3U_1 I_1$ ;
- полная мощность по первой гармонике  $S_1(1) = 3U_1 I_1(1)$ ;
- активная мощность по первой гармонике  $P_1(1) = 3U_1 I_{1a}(1)$ ;
- реактивная мощность по первой гармонике  $Q_1(1) = 3U_1 I_{1p}(1)$ ;
- мощность искажений  $D = 3U_1 I_{\Sigma}$ .

Зависимости полной и активной мощности в источнике питания, а также мощности в нагрузке от среднего тока нагрузки ( $S_1(1), P_1(1), Q_1(1), P_H = f(I_H)$ ) называют энергетическими характеристиками выпрямителя.

Зависимости среднего и эффективного тока тиристора, а также тока в источнике от среднего тока нагрузки ( $I_{T, \text{ср}}, I_T, I_1 = f(I_H)$ ) называют электромагнитными характеристиками выпрямителя.

Все перечисленные характеристики являются функцией среднего тока нагрузки управляемого выпрямителя, который в общем случае определяется выражением

$$I_H = \frac{U_H - E}{R_H} \quad (5.12)$$

#### 5.4.7. Моделирование управляемого выпрямителя (УВ)

В данном разделе рассматривается модельное исследование нереверсивного трехфазного управляемого выпрямителя, выполняющего функцию регулируемого источника питания. Вопросы, связанные с проектированием реверсивного управляемого выпрямителя для систем постоянного тока, рассматриваются в гл. 7.

Модель виртуальной установки для исследования представлена на рис. 5.17 (файл UWyp\_3f).

Модель содержит трехфазный источник питания ( $V_a, V_b, V_c$ ), трехфазный УВ (Thyristor Converter), блок управления УВ (6-Pulse Generator), L, C фильтр и нагрузку, блоки задания угла управления УВ (alfa) и измерения линейных напряжений ( $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$ ).

Блоки, предназначенные для измерений и представления результатов измерений и расчета, показаны темным фоном.

Измерение тока и напряжения в нагрузке УВ, тока в источнике питания и тока в тиристоре осуществляется блоком Multimeter.

В подсистему (Subsystem, рис. 5.18) «спрятаны» блоки:

- блок для измерения постоянной составляющей тока нагрузки (Fourier I0) и аналогичный блок для измерения постоянной составляющей напряжения на нагрузке (Fourier U0);



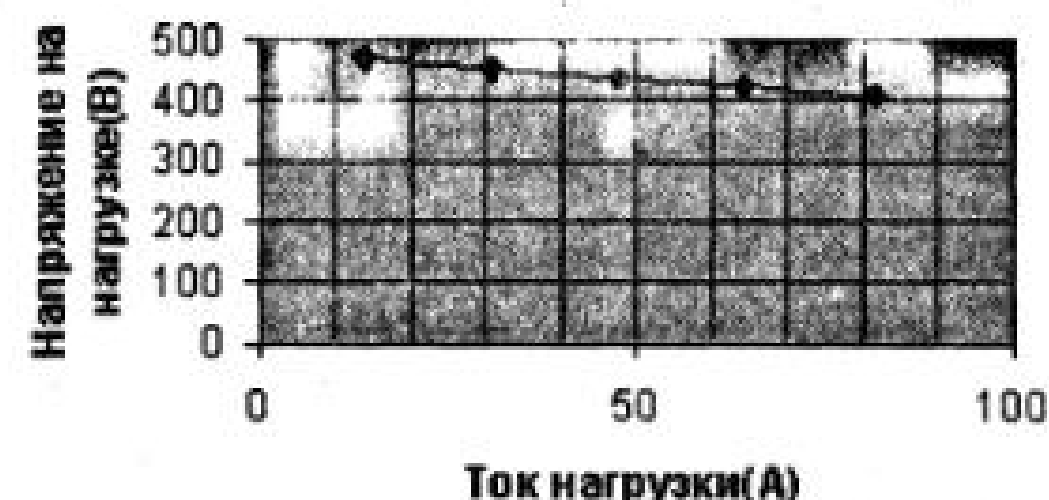


Рис. 5.20. Внешняя характеристика УВ

Важным аспектом при исследовании устройств силовой электроники является спектральный анализ электромагнитных процессов. Это обусловлено тем, что всякое преобразование электрической энергии связано с искажением формы токов и напряжений. Основные свойства силового преобразователя существенно зависят от этих искажений. Количественно эти искажения можно оценить при разложении несинусоидальных токов и напряжений в ряд Фурье, т. е. при реализации спектрального анализа. Для этого необходимо вывести в рабочую область MATLAB нужные сигналы с помощью блока Scope или To Workspace и использовать блок Powergui.

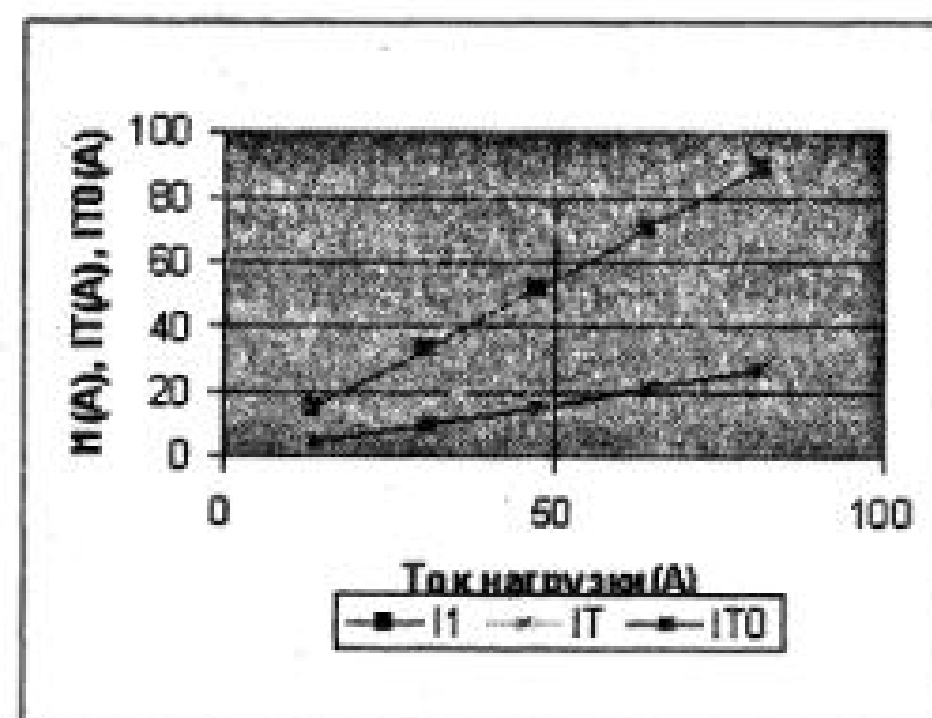


Рис. 5.21. Электромагнитные характеристики УВ

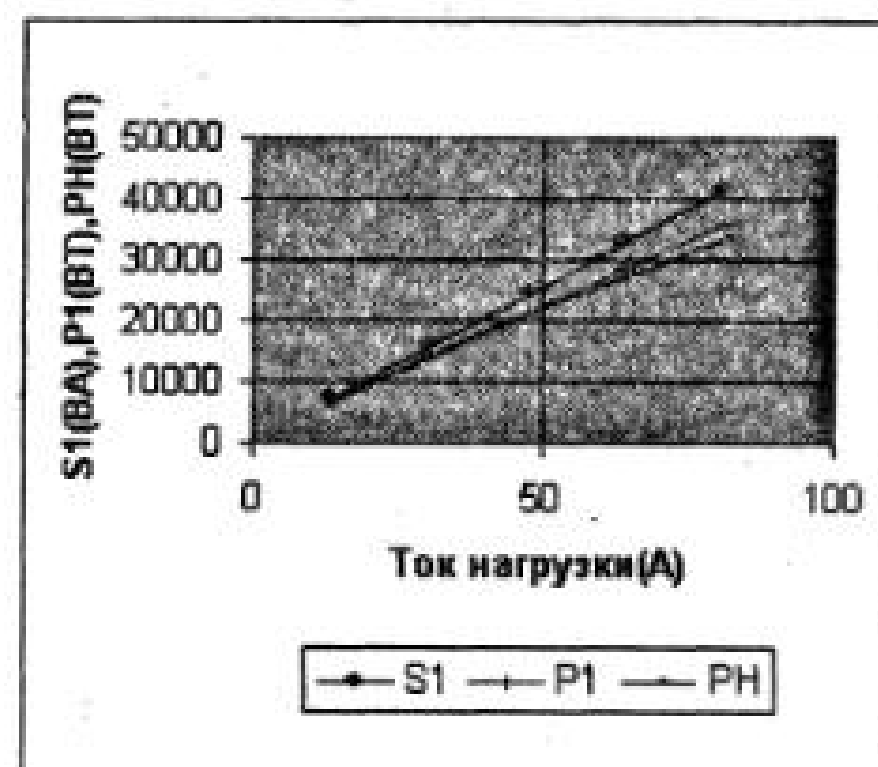


Рис. 5.22. Энергетические характеристики УВ

В модели на рис. 5.17 в рабочую область выводится ток питания с помощью блока Scope.

Для проведения исследования спектрального состава тока питания необходимо на панели инструментов блока Scope выбрать иконку Parameters (параметры) и в открывшемся окне параметров (рис. 5.23) на вкладке Data history установить флажок в Save data to workspace, а в открывающемся списке Format — установить Structure with time. В окне Variable name ввести название переменной, под которой исследуемые процессы запишутся в рабочем пространстве.

Исследование спектрального состава реализуется с помощью блока Powergui. Окно блока показано на рис. 5.24.

При нажатии на вкладку FFT Analysis открывается окно для проведения спектрального анализа (рис. 5.25). В правой части окна находятся поля, с помощью которых можно просмотреть исследуемый сигнал и осуществить его спектральный анализ.

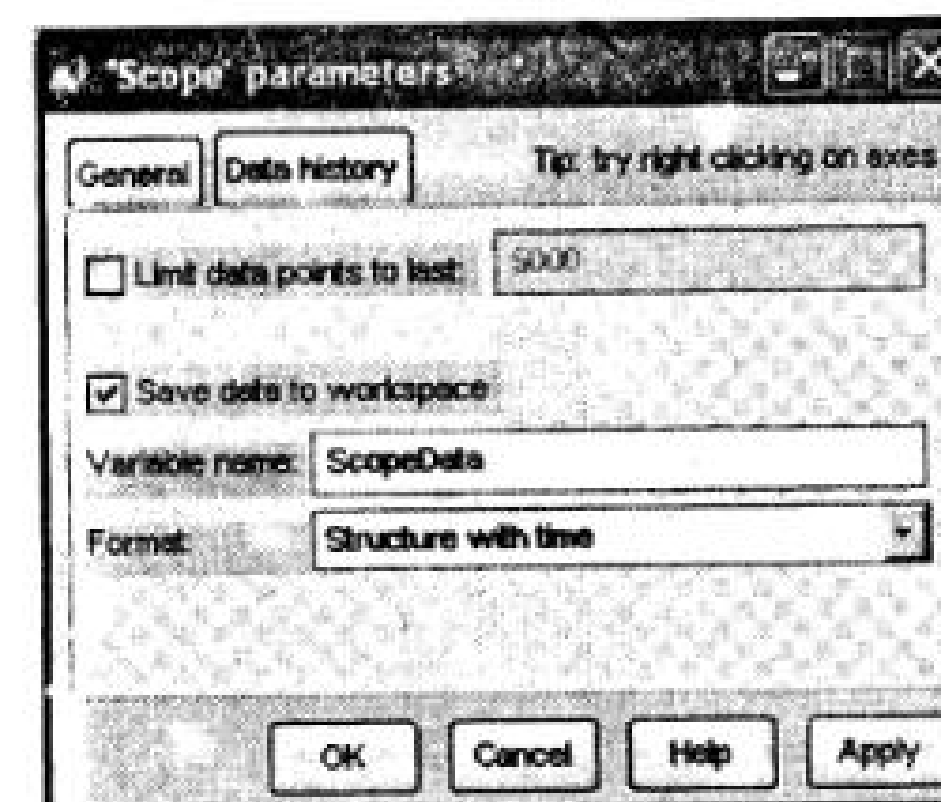


Рис. 5.23. Окно параметров блока Scope

В поле Max frequency (Hz) задается максимальная частота спектра. Выбор этой частоты определяется задачами анализа. Поле

Frequency axis позволяет по оси абсцисс откладывать частоту или номер гармоники. В раскрывающемся списке поля Display style можно выбрать способ представления спектра в левом нижнем поле окна. Этот спектр может быть представлен графически или в табличном, цифровом виде.

В поле Base value задается масштаб по оси ординат. В верхней части поля со спектральным разложением высвечивается амплитуда основной гармоники и коэффициент гармоник (THD — Total Harmonic Distorsion) исследуемого сигнала.

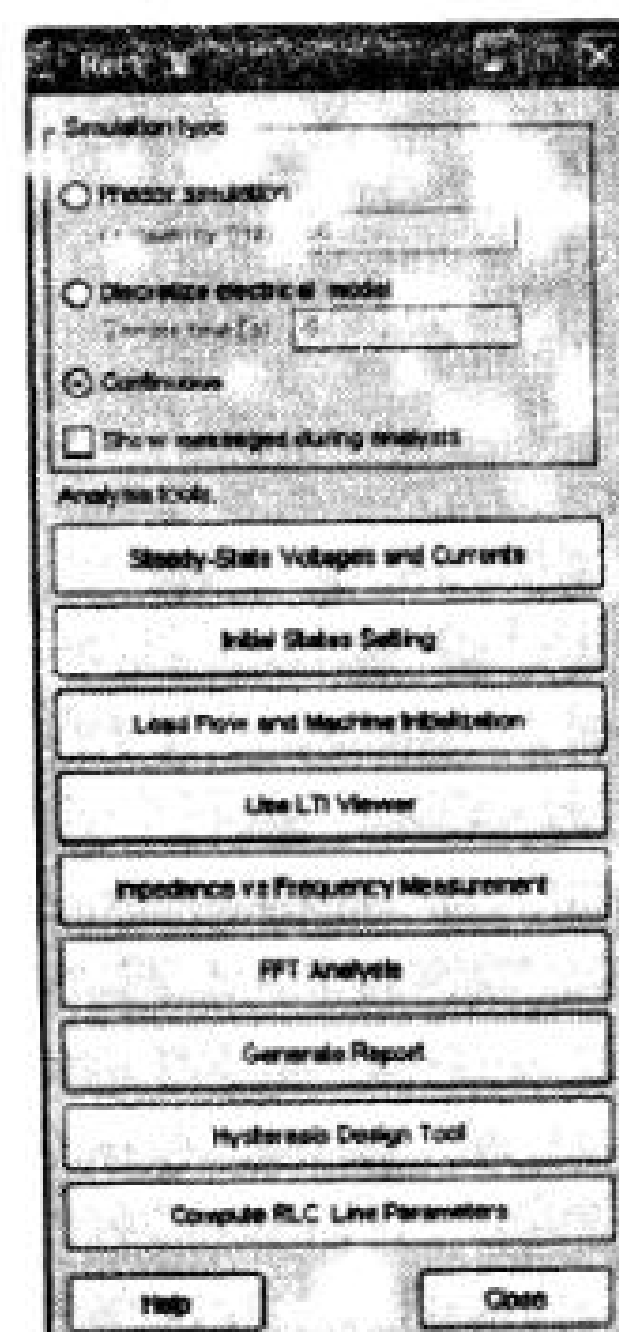


Рис. 5.24. Окно блока Powergui

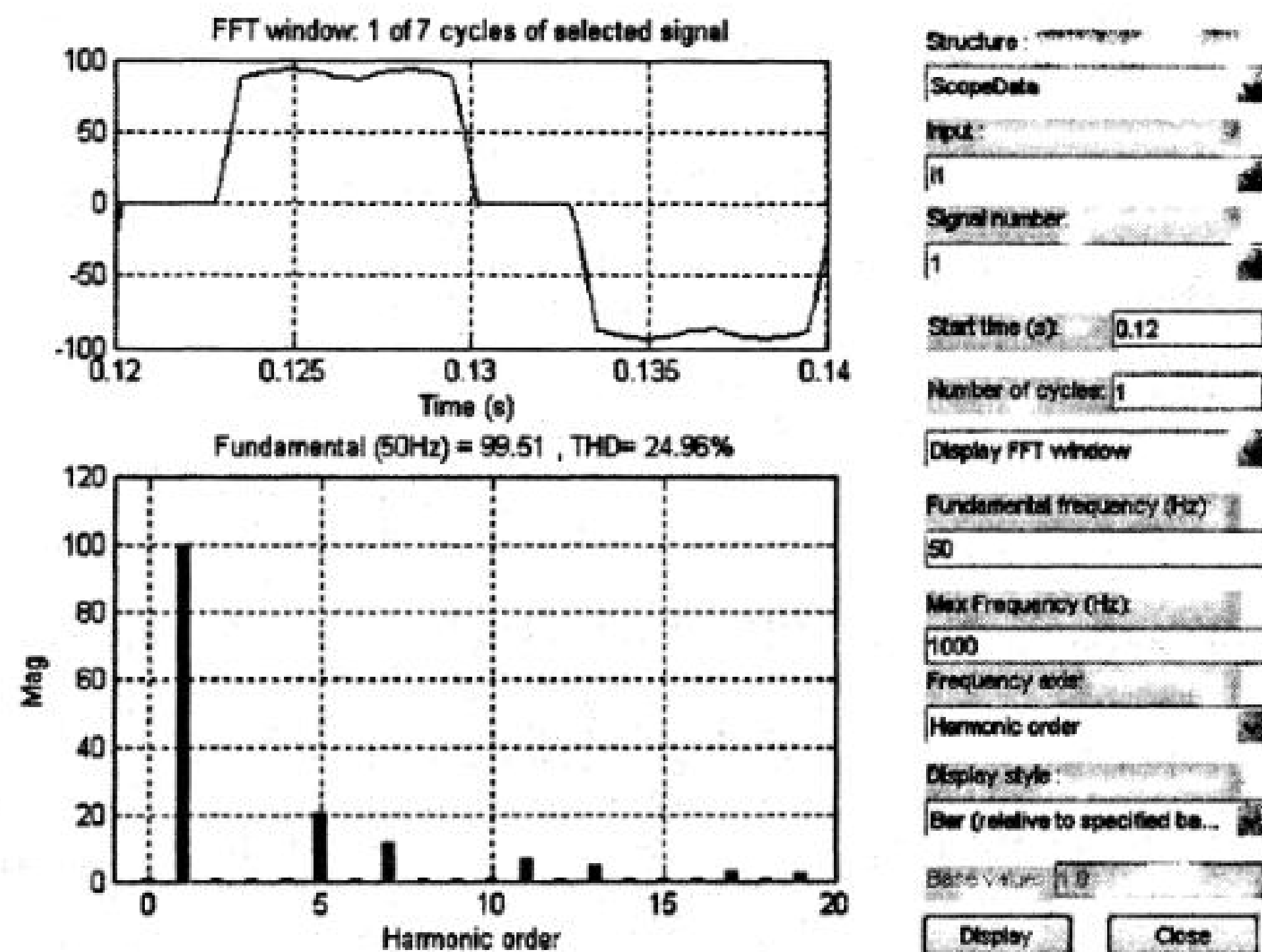


Рис. 5.25. Окно блока Powergui для проведения спектрального анализа УВ

## 5.5. Преобразователи постоянного напряжения [6, 8, 10, 19]

### 5.5.1. Одноплечевой ШИП с симметричным законом управления

К преобразователям постоянного напряжения относятся широтно-импульсные преобразователи и импульсные источники электропитания постоянного тока.

Широтно-импульсные преобразователи (ШИП) используются, как правило, в системах постоянного тока. По построению ШИП можно разделить на одноплечевые и мостовые (двухплечевые). Питание первых осуществляется от источника со средней точкой.

Для управления ШИП используются в основном три способа (алгоритма) переключения полупроводниковых ключей:

- симметричный,
- несимметричный,
- поочередной.

Два последних способа используются в мостовых ШИП.

*Во всех полупроводниковых преобразователях с источником питания постоянного тока (ШИП, АИН) транзисторы одного плеча моста обычно переключаются в противофазе. При этом всегда предусматривается задержка между выключением одного и включением другого. Эта задержка составляет несколько микросекунд и предусматривается для исключения сквозных токов через плечо моста. Влияние этой задержки на электромагнитные процессы в преобразователе пренебрежимо малы. Поэтому в дальнейшем изложении эта задержка не учитывается.*

Схема одноплечевого транзисторного ШИП представлена на рис. 5.26, а.

При симметричном способе управления транзисторы плеча переключаются в противофазе (рис. 5.26, г).

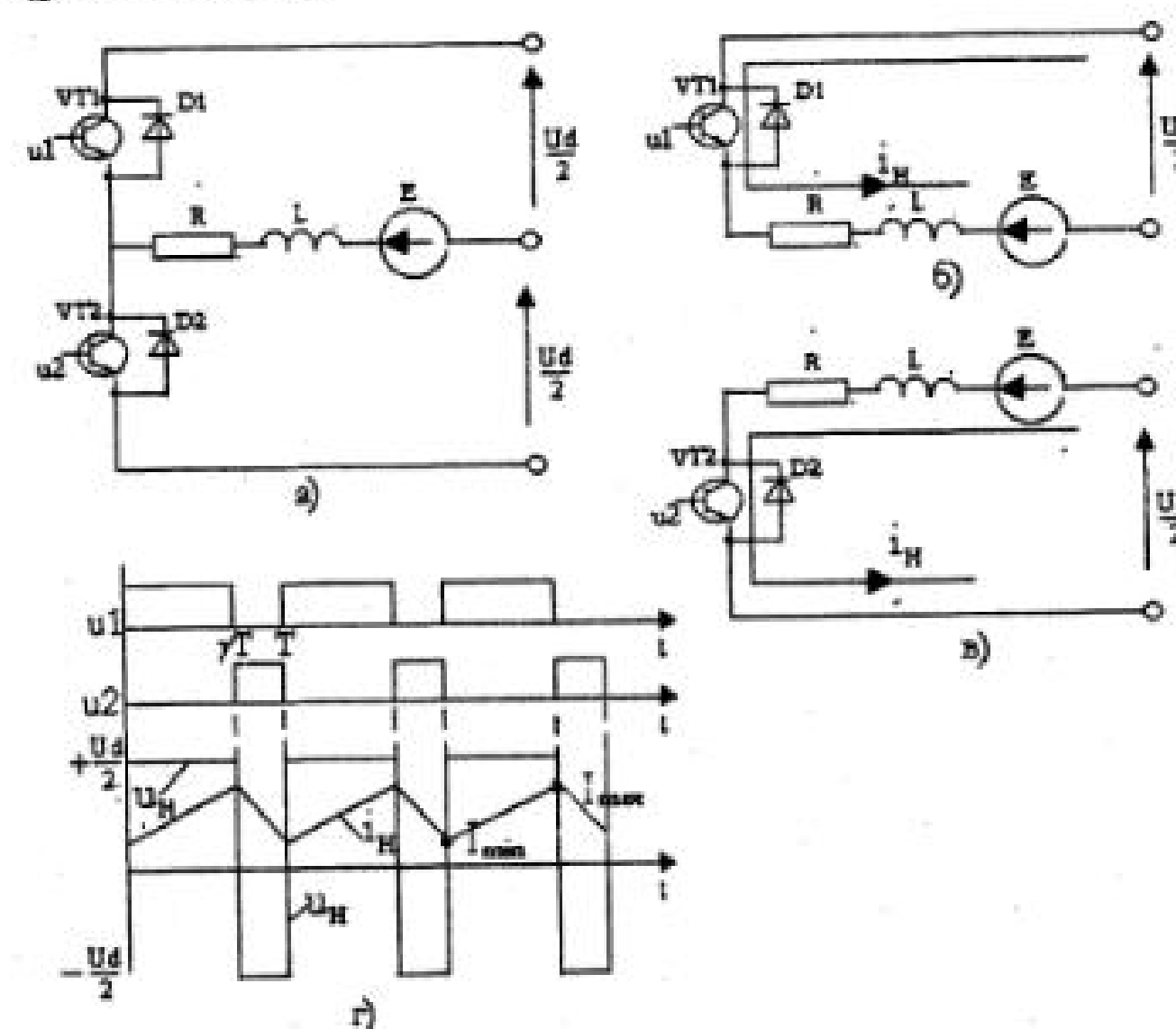


Рис. 5.26. Одноплечевой транзисторный ШИП

Рассмотрим последовательность образования коммутационных интервалов и электромагнитные процессы в ШИП при симметричном управлении для общего случая  $R, L$  нагрузки с противо ЭДС. При включении верхнего по схеме транзистора VT1 и выключении нижнего VT2 образуется цепь  $+U_d, VT1, R, L, E, -U_H$  (рис. 5.26 б) для протекания тока нагрузки. К нагрузке на этом интервале прикладывается на

пряжение питания  $\frac{U_d}{2}$ , а ток увеличивается от минимального  $I_{\min}$  значения до

максимального  $I_{\max}$  (рис. 5.26 г). Напряжения на транзисторе VT1 на этом интервале равно нулю, а ток равен току нагрузки.

На транзисторе VT2 напряжение равно  $U_d$ , это напряжение является отрицательным для диода D2 и ток через него равен нулю. При включении нижнего по схеме транзистора VT2 и выключении верхнего VT1 ток, поддерживаемый индуктивностью нагрузки, продолжает протекать в том же направлении. При этом образуется цепь, показанная на (рис. 5.26 в), в которой ток нагрузки протекает навстречу ЭДС. Е и источнику питания. На этом интервале напряжение на нагрузке изменяет знак, а ток уменьшается (рис. 5.26 г).

К транзистору VT1 прикладывается напряжение  $U_d$ , D2 открыт, напряжение на нем равно нулю, а ток равен току нагрузки (рис. 5.26, в).

Если к началу рассматриваемого интервала в индуктивности нагрузки накоплена достаточная энергия, то такое состояние цепи сохраняется до очередного переключения транзисторов плеча. Если эта энергия недостаточна, то ток может

упасть до нуля, а затем изменить направление под действием напряжения  $\frac{U_d}{2}$  и эдс Е. В этом случае он переходит с диода D2 на транзистор VT2.

Поскольку диод и транзистор во включенном состоянии считаются идеально замкнутыми ключами, то на анализ электромагнитных процессов переход тока с диода на транзистор не сказывается. При этом реализуется два состояния силовой части ШИП: одно — когда VT1 включен, а VT2 выключен; второе — когда VT1 выключен, а VT2 включен. Длительности этих состояний соответственно равны  $\gamma T$  и  $(1-\gamma)T$ , где  $\gamma$  — относительная длительность первого состояния, изменяющаяся от 0 до 1 в зависимости от величины сигнала управления.

Поэтому можно считать, что в схеме на периоде образуются два коммутационных интервала, схемы замещения на которых показаны на (рис. 5.26, б, в). При симметричном законе формируется знакопеременное напряжение на нагрузке, а среднее значение этого напряжения определяется из выражения:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} \frac{U_d}{2} dt - \frac{1}{T} \int_{\gamma T}^T \frac{U_d}{2} dt = (2\gamma - 1) \frac{U_d}{2} \quad (5.13)$$

оно равно нулю при  $\gamma_0 = 0,5$ , при  $\gamma > 0,5$  среднее напряжение на нагрузке положительное, при  $\gamma < 0,5$  — отрицательное.

Функциональная схема управления (СУ), реализующая симметричное управление ШИП, показана на (рис. 5.27).

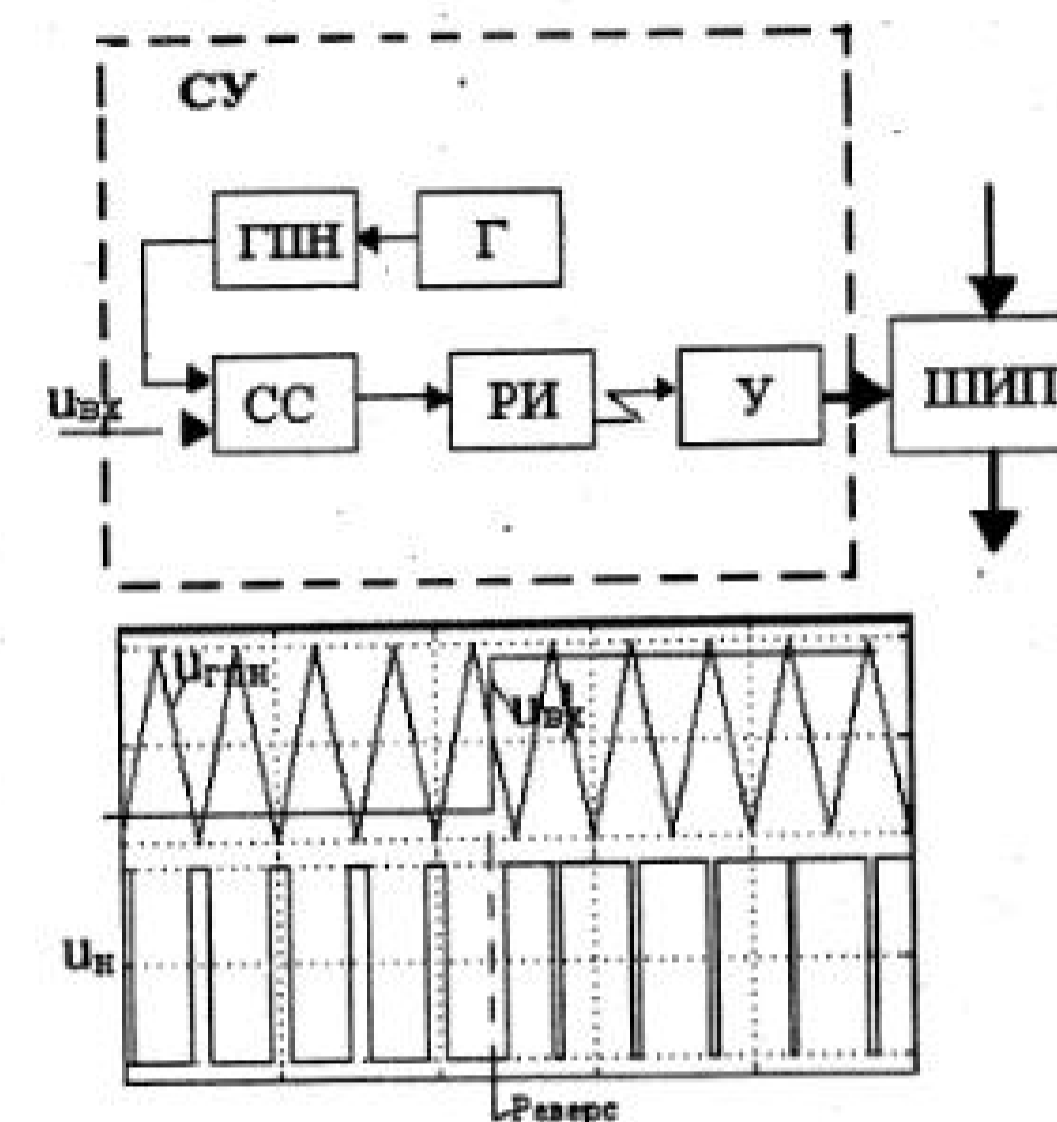


Рис. 5.27. Функциональная схема, реализующая симметричное управление ШИП

Генератор пилообразного напряжения (ГПН) вырабатывает (пилообразное напряжение) с периодом  $T$ . Схема сравнения (СС) представляет собой релейный элемент, который переключается с плюса на минус и обратно, в момент равенства напряжения с выхода ГПН и напряжения управления на входе (рис. 5.27). Для управления ШИП распределитель импульсов (РИ) имеет два выхода: один — прямой, второй — инверсный. Эти импульсы, усиленные усилителями, поступают на базы транзисторов VT1, VT2, переключая их в противофазе.

### 5.5.2. Одноплечевой широтно-импульсный преобразователь с релейным регулированием тока

Схема одноплечевого ШИП с релейным регулированием тока показана на рис. 5.28. В ней использован релейный регулятор с гистерезисом, на вход которого подан сигнал управления (задание тока) и сигнал с датчика реального тока в нагрузке преобразователя. Ширина петли гистерезиса релейного регулятора определяет пульсацию тока нагрузки («токовый коридор»). Частота переключения в этой схеме определяется постоянной времени нагрузки и шириной петли гистерезиса релейного регулятора. Электромагнитные процессы в схеме показаны на рис. 5.28. Главная особенность этой схемы состоит в том, что ШИП здесь является источником тока. Кроме того, такая схема как динамическое звено является безынерционным.

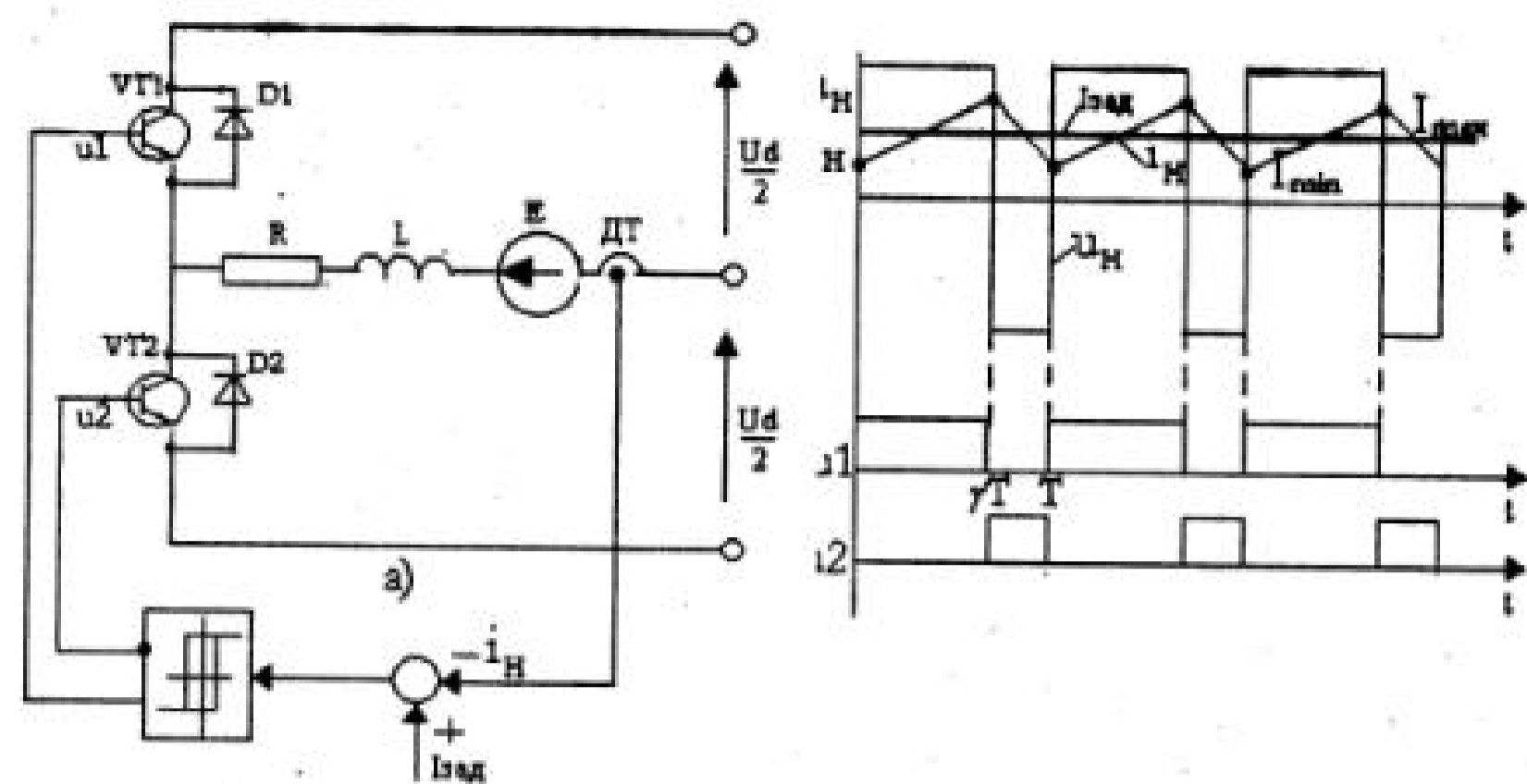


Рис. 5.28. Одноплечевой широтно-импульсный преобразователь с релейным регулированием тока

### 5.5.3. Мостовой широтно-импульсный преобразователь

Принципиальная схема мостового ШИП представлена на рис. 5.29, а. Она содержит четыре транзисторных ключа VT1 — VT4 с обратными диодами D1 — D4. В диагональ моста, образованного транзисторными ключами, включена нагрузка. Питание ШИП осуществляется от источника постоянного тока. При симметричном способе управления в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, а напряжение на выходе ШИП представляет собой знакопеременные импульсы, длительность которых регулируется входным сигналом.

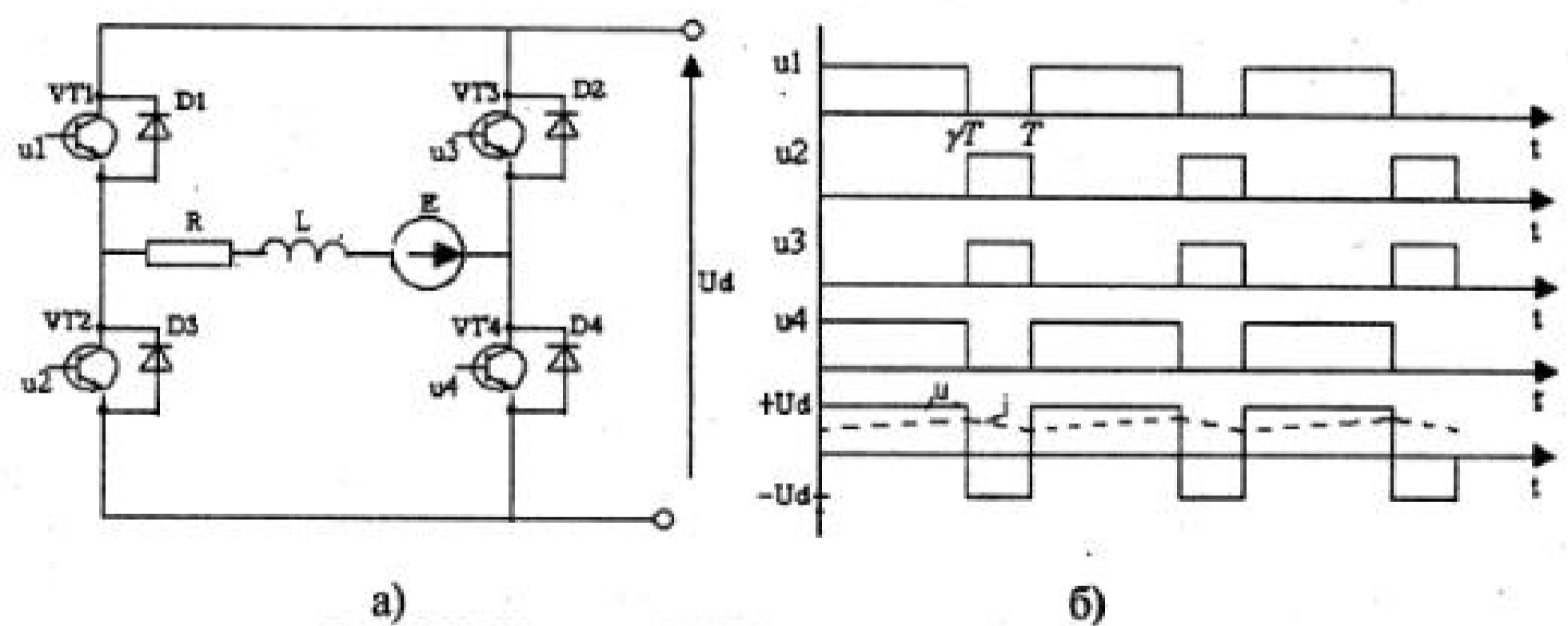


Рис. 5.29. Мостовой ШИП с симметричным управлением

Временные диаграммы ШИП при симметричном способе управления приведены на рис. 5.29, б. По сравнению с рассмотренной выше одноплечевой схемой здесь нет никаких особенностей. Единственное отличие состоит в том, что к закрытому силовому транзистору прикладывается напряжение питания. Поэтому эта схема в большинстве случаев является более предпочтительной.

Функциональная схема управления, реализующая симметричный способ управления мостовым ШИП, аналогична схеме (рис. 5.27) с той лишь разницей, что импульсы управления поступают не на один транзистор, а на пару диагонально расположенных транзисторов.

Симметричный способ управления обычно используется в маломощных приводах постоянного тока.

Его преимуществом является простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике. Недостатком ШИП с симметричным управлением является двуполярное напряжение на нагрузке и в связи с этим повышенные пульсации тока в нагрузке.

Стремление исключить этот недостаток привело к разработке способов, обеспечивающих однополярное напряжение на выходе ШИП. Простейшим из них является несимметричный.

Электромагнитные процессы в ШИП при несимметричном управлении представлены на рис. 5.30, а. В этом случае переключаются транзисторные ключи фазной группы VT3 и VT4 (ключи VT1 и VT2 при противоположной полярности входного сигнала), транзисторный ключ VT1 постоянно открыт и насыщен, а ключ VT2 постоянно закрыт.

Транзисторные ключи VT3 и VT4 переключаются в противофазе.

При этом на выходе ШИП формируются однополярные импульсы и среднее напряжение на выходе равно нулю, когда относительная продолжительность включения одного из нижних по схеме транзисторов  $\gamma_0 = 0$ .

Недостатком рассмотренного способа управления является то, что верхние по схеме транзисторные ключи (VT1, VT3) по току нагружены больше, чем нижние. Этот недостаток устранен при поочередном управлении, временные диаграммы которого изображены на рис. 5.30 б.

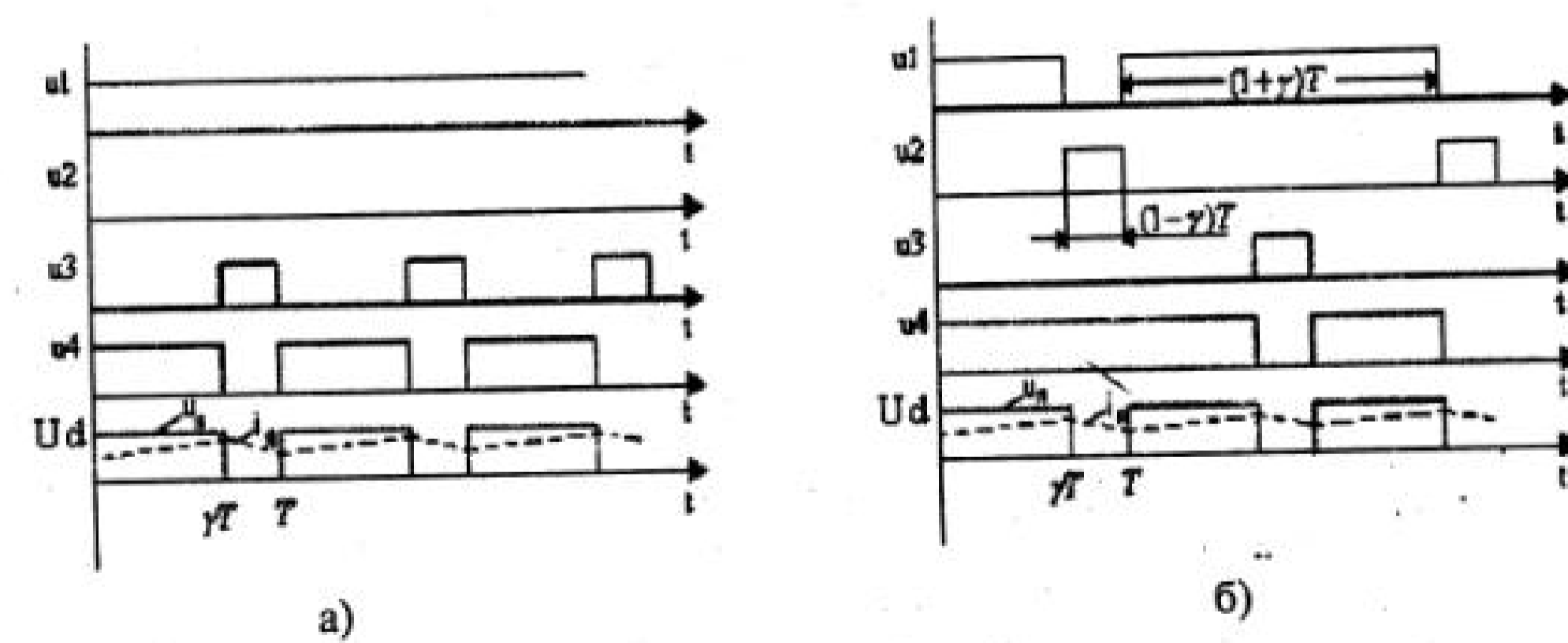


Рис. 5.30. Несимметричное а) и поочередное б) управление транзисторами мостового ШИП

Здесь при любом знаке входного сигнала в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, при этом частота переключения каждого из них в два раза меньше частоты напряжения на выходе. Управляющие

напряжения транзисторных ключей одной фазы моста VT1, VT2 и VT3, VT4 постоянно находятся в противофазе; при этом ключи переключаются через период выходного напряжения  $T$ . Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов в мостовой схеме.

При некотором знаке входного сигнала управляющие импульсы  $u_1, u_4$  длительностью  $t = (1 + \gamma)T$  подаются на диагонально расположенные транзисторные ключи (Рис. 5.30 б) со сдвигом на полпериода, а управляющие импульсы  $u_2, u_3$  длительностью  $t = (1 - \gamma)T$ , также со сдвигом на полпериода, подаются на транзисторы противоположной диагонали (VT2, VT3). В этом случае на интервале  $\gamma T$  нагрузка подключена к источнику питания с помощью диагонально расположенных ключей, а на интервале  $(1 - \gamma)T$  нагрузка закорочена с помощью верхних или нижних транзисторных ключей. При изменении знака входного сигнала порядок управления диагональными ключами изменяется на противоположный. При несимметричном и поочередном управлении на нагрузке формируются однополярные импульсы длительностью  $\gamma T$ , пропорциональные сигналу на входе, среднее значение напряжения на нагрузке определяется из выражения:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_d dt = \gamma U_d \quad (5.14)$$

Функциональная схема управления транзисторным ШИП при несимметричном управлении изображена на рис. 5.31, а. Она содержит задающий генератор импульсов (Г) генератор пилообразного напряжения (ГПН), два сумматора (СУМ1, СУМ2), две схемы сравнения (СС1, СС2), два распределителя импульсов (РИ1, РИ2) и усилители (У1, У2). Диаграммы на рис. 5.31 б поясняют принцип работы схемы управления ШИП.

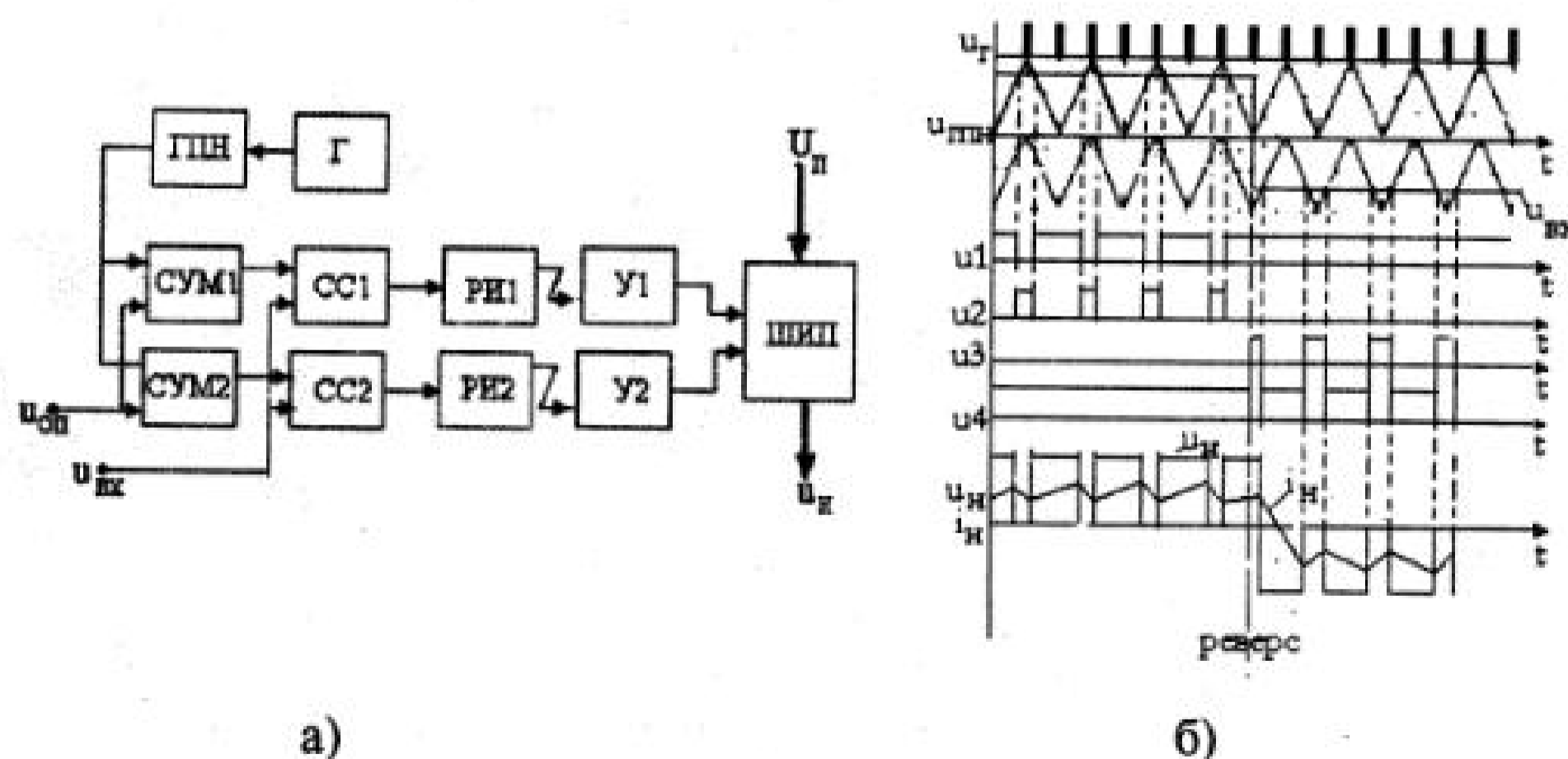


Рис. 5.31. Схема управления и электромагнитные процессы в транзисторном ШИП при несимметричном управлении

На входе сумматоров напряжение с выхода ГПН сравнивается с постоянным опорным напряжением  $U_{оп}$ , величина опорного напряжения задается равной максимальному значению напряжения с выхода ГПН. В результате с выходов сумматоров на входы схем сравнения поступают смещенные на  $U_{оп}$  пилообразные напряжения (рис. 5.31). Схема сравнения СС1 со своим распределителем импульсов (РИ1) и усилителями управляют переключением одного плеча моста (VT1, VT2 рис. 5.29), а схема сравнения СС2 с РИ2 и усилителями управляет переключением другого плеча моста (VT3, VT4 рис. 5.29). В результате при одной полярности входного сигнала переключаются транзисторы одного плеча, а в другом плече один транзистор все время открыт, а другой закрыт. При реверсе входного сигнала плечи «меняются» местами.

## 5.6. Аналитическое представление электромагнитных и энергетических характеристик широтно-импульсных преобразователей

Регулировочные характеристики ШИП были рассмотрены выше. Энергетические и электромагнитные характеристики ШИП рассчитываются на основании анализа электромагнитных процессов.

Для симметричного способа управления при обобщенной нагрузке на коммутационных интервалах имеем:

$$U_n = L_H \frac{di_H}{dt} + R_H i_H + E, \quad nT < t < (n+1)\gamma T \quad (5.15)$$

$$-U_n = L_H \frac{di_H}{dt} + R_H i_H + E, \quad \gamma(n+1)T < t < (n+1)T, \quad (5.16)$$

где  $U_n = \frac{U_d}{2}$  для одноплечевых схем и  $U_n = U_d$  для мостовых схем,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$  целые числа.

Разделим все слагаемые уравнений (5.15, 5.16) на  $U_n$  и обозначим  $I_k = \frac{U_n}{R_n}$ ,

тогда эти уравнения можно представить в относительных единицах:

$$1 = T_H \frac{d\bar{i}_H}{dt} + \bar{i}_H + \bar{E}, \quad nT < t < \gamma(n+1)T \quad (5.17)$$

$$-1 = T_H \frac{d\bar{i}_H}{dt} + \bar{i}_H + \bar{E}, \quad \gamma(n+1)T < t < (n+1)T \quad (5.18)$$

где  $\bar{i}_H = i_H / I_k$  — относительный ток нагрузки,  $\bar{E} = E / U_n$  — относительная ЭДС

нагрузки,  $T_H = \frac{L_H}{R_H}$  — постоянная времени нагрузки.

Для несимметричного и поочередного способов управления уравнения (5.17, 5.18) запишутся в виде:

$$1 = T_H \frac{d\bar{i}_H}{dt} + \bar{i}_H + \bar{E}, \quad nT < t < (n+1)T \quad (5.19)$$

$$0 = T_H \frac{d\bar{i}_H}{dt} + \bar{i}_H + \bar{E}, \quad \gamma(n+1)T < t < (n+1)T \quad (5.20)$$

Среднее относительное напряжение на выходе ШИП определяется из уравнений:  $\bar{U}_H = 2\gamma - 1$  — при симметричном способе управления (двухполярном напряжении на нагрузке).

$\bar{U}_H = \gamma$  — при несимметричном управлении (однополярном напряжении на нагрузке), ток нагрузки содержит среднюю составляющую  $\bar{I}_H$  и пульсирующую составляющую  $\Delta\bar{I}_H$ . Средний ток обусловлен средним значением напряжения на нагрузке и величиной ЭДС:

$$\bar{I}_H = (2\gamma - 1) - \bar{E} \quad (5.21)$$

при двухполярном напряжении на выходе ШИП,

$$\bar{I}_H = \gamma - \bar{E} \quad (5.22)$$

при однополярном напряжении.

Величина пульсирующей составляющей находится из решения системы уравнений (5.17—5.22), обобщенное выражение этой составляющей имеет вид:

$$\Delta\bar{I}_H = \frac{(1 - \bar{E} - \bar{I}_H)\gamma \frac{T}{T_H}}{2 - \gamma \frac{T}{T_H}} \quad (5.23)$$

Средние и эффективные токи в нагрузке, в силовых транзисторах, диодах и в источнике питания могут быть определены по упрощенным выражениям, если принять, что мгновенный ток нагрузки изменяется по закону:

$$\bar{i}_H = (\bar{I}_H - \Delta\bar{I}_H) + \frac{2\Delta\bar{I}_H}{\gamma T} t \quad \text{при} \quad nT < t < (n+1)\gamma T, \quad (5.24)$$

$$\bar{i}_H = (\bar{I}_H + \Delta\bar{I}_H) - \frac{2\Delta\bar{I}_H}{(1-\gamma)T} t \quad \text{при} \quad (1+n)\gamma T < t < (1+n)T. \quad (5.25)$$

В этом случае выражения для определения относительных токов во всех отмеченных ветвях представлены в таблице 5.1

$\bar{I}_H$	$\bar{I}_{T\text{cp}}$	$\bar{I}_T$	$\bar{I}_{D\text{cp}}$	$\bar{I}_D$	$\bar{I}_{\text{cp}}^*$	$\bar{I}^*$
Несимметричное управление (однополярное напряжение на нагрузке)						
$\gamma - \bar{E}$	$\gamma(\gamma - \bar{E})$	$\sqrt{\gamma}(\gamma - \bar{E})$	$(1-\gamma) \times$ $\times(\gamma - \bar{E})$	$\sqrt{1-\gamma} \times$ $\times(\gamma - \bar{E})$	$\gamma(\gamma - \bar{E})$	$\sqrt{\gamma}(\gamma - \bar{E})$
Симметричное управление (двухполярное напряжение на нагрузке)						
$2\gamma -$ $-1 - \bar{E}$	$\gamma(2\gamma -$ $1 - \bar{E})$	$\sqrt{\gamma}(2\gamma -$ $1 - \bar{E})$	$(1-\gamma) \times$ $\times(2\gamma -$ $-1 - \bar{E})$	$\sqrt{1-\gamma} \times$ $\times(2\gamma -$ $-1 - \bar{E})$	$(2\gamma - 1) \times$ $\times(2\gamma -$ $-1 - \bar{E})$	$\sqrt{2\gamma - 1} \times$ $\times(2\gamma -$ $-1 - \bar{E})$

Таблица 5.1

При найденных токах (табл. 5.1) мощность в нагрузке, мощность, потребляемая из источника питания и потери в силовых полупроводниковых элементах ШИП находятся по уравнениям:

$$P_H = I_H U_H \quad P_{\Pi} = U_{\Pi} I_{\text{cp}} \quad (5.26)$$

$$P_T = U_{T0} I_{T\text{cp}} + I_T^2 r_T \quad P_D = U_{D0} I_{D\text{cp}} + I_D^2 r_D$$

## 5.7. Моделирование мостового широтно-импульсного преобразователя с поочередным законом управления в установившихся режимах

Модель для исследования мостового широтно-импульсного преобразователя с поочередным законом управления показана на рис. 5.32 (файл. *Ship\_Virt*).

Она содержит:

- источник постоянного напряжения (U);
- активно-индуктивную нагрузку (R,L);
- управляемую противо ЭДС в цепи нагрузки (Controlled Voltage Source);
- блок Multimeter для измерения токов и напряжений в схеме;
- блок для измерения среднего значения тока питания (Fourier I1(0));
- блок для измерения среднего значения тока нагрузки (Fourier I(0));
- блок для измерения среднего значения напряжения на нагрузке (Fourier U(0));
- блок для измерения среднего значения тока силового полупроводникового модуля (FourierT(0));
- блок для измерения действующего значения тока силового полупроводникового модуля (RMS T);
- цифровой дисплей;

- блок (To Workspace) для записи и последующей обработки электромагнитных процессов;
- библиотечный блок управления ШИП (Control system), реализующий попеременное управление;
- блоки Mux и Demux для собирания и разделения сигналов.

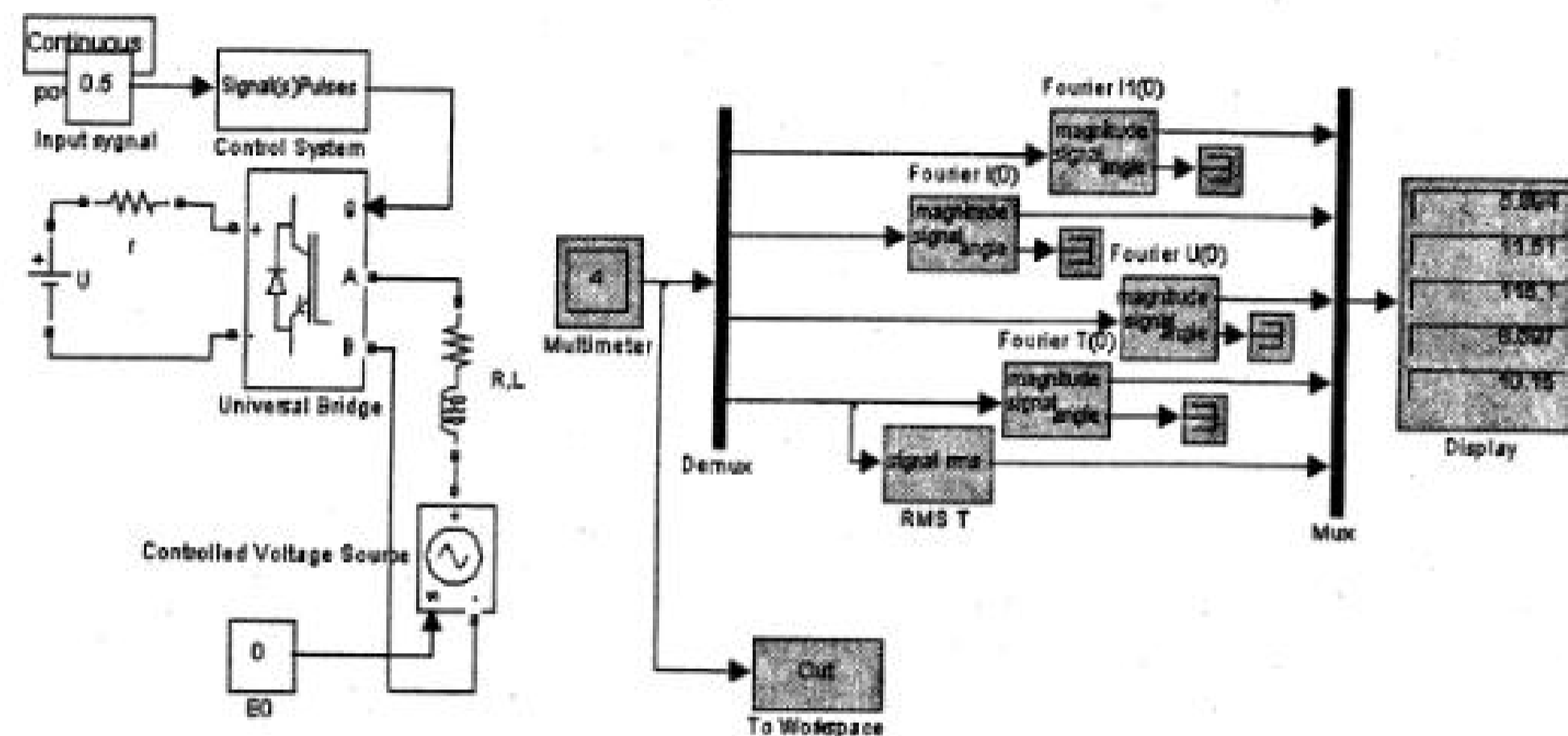


Рис. 5.32. Виртуальная модель мостового ШИП

Окно настройки параметров транзисторного ШИП показано на рис. 5.33.

В полях настройки заданы:

- количество ветвей моста (2) в поле Number of bridge arms;
- параметры демпфирующих цепей (Snubber resistance, Snubber capacitance);
- тип полупроводниковых приборов в универсальном мосте (Power Electronic device);
- динамическое сопротивление полупроводникового модуля в открытом состоянии в Омах ( $R_{on}$  Ohms);
- пороговое напряжение на транзисторе и диоде модуля в открытом состоянии в вольтах (Forward voltage V);
- время спада и время затягивания (хвоста) выключения ( $T_f$ ,  $T_t$ ) в секундах.

В поле Measurement выбраны величины, которые измеряются блоком Multimeter. Библиотечный блок управления (Control system) показан на рис. 5.34.

В окнах настройки параметров блока задается число плеч моста (2) и частота ГПН ( $f_0=500$  Гц.).

В окнах настройки параметров блоков Fourier I1(0), Fourier I(0)0, Fourier U(0), Fourier T(0) устанавливается частота, равная частоте напряжения ГПН (500 Гц.) и номер нулевой гармоники. В поле окна блока для измерения действующего тока в полупроводниковом модуле (RMS T) вводится частота, на которой производится измерение (в данном случае — это частота ГПН).

При снятии регулировочной характеристики параметры нагрузки остаются без изменений, изменяется напряжение управления от 0В до 1В. При этом моделирование проводится для каждого значения напряжения управления. При снятии внешней энергетических и электромагнитных характеристик параметры нагрузки R,L остаются без изменений, изменяется противо ЭДС от 240В до 0В.

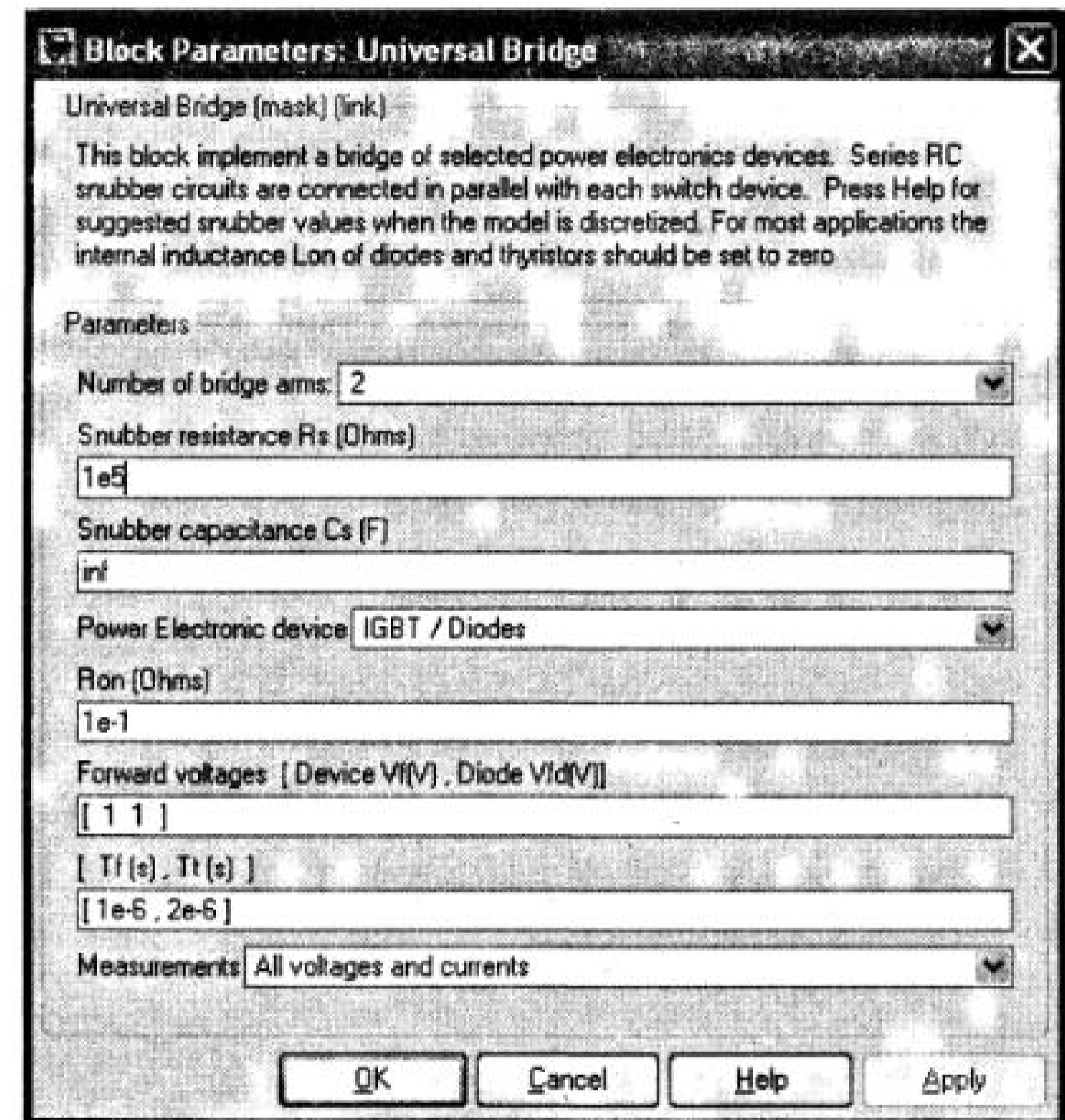


Рис. 5.33. Окно настройки параметров транзисторного ШИП

В блоке Display измеряемые величины представлены в следующей последовательности:

- Средний ток питания.
- Средний нагрузки.
- Среднее напряжение на нагрузке.
- Средний ток в силовом полупроводниковом модуле.
- Действующий ток в силовом полупроводниковом модуле.

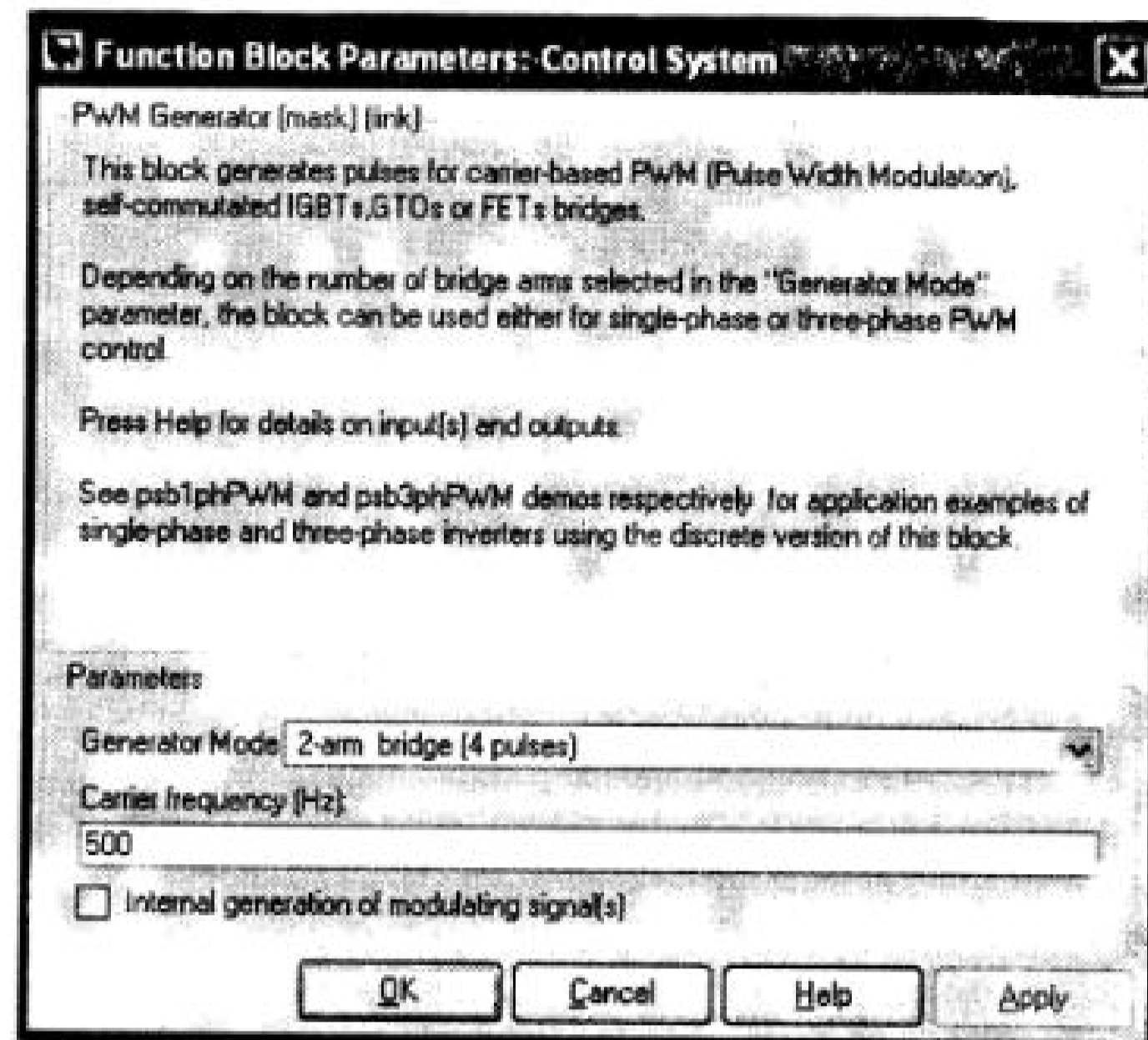


Рис. 5.34. Библиотечный блок управления (Control system) ШИП

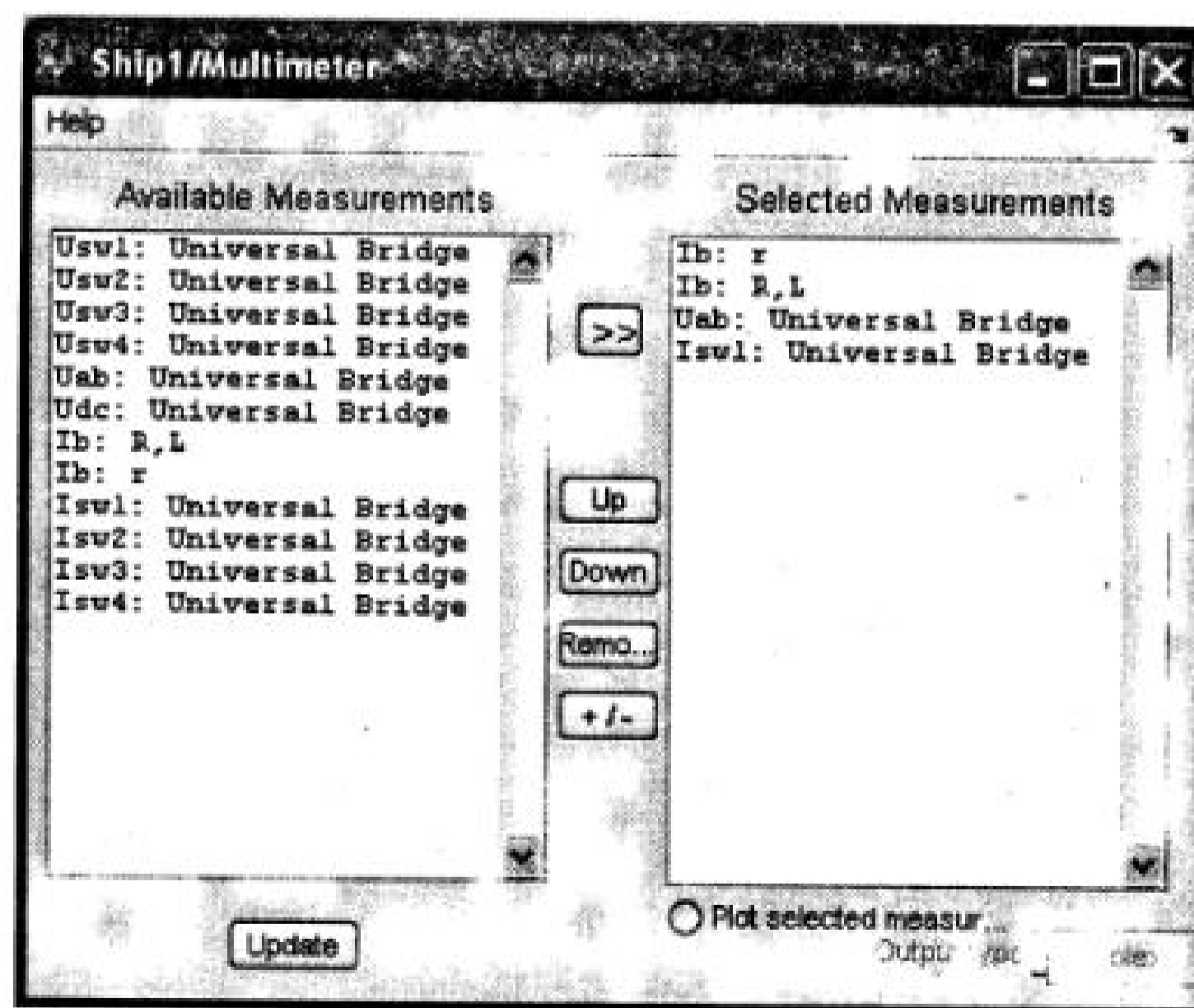


Рис. 5.35. Окно настройки параметров блока Multimeter. В блоке Display измеряемые величины представлены в следующей последовательности:

## Листинг 5.1

```

I1=Out(:,1);
I0=Out(:,2);
U0=Out(:,3);
IT=Out(:,4);
t=0:1e-5:499e-5;
subplot(3,1,1);
plot(t,U0);
grid on;
title("Load voltage");
subplot(3,1,2);
plot(t,I1,t,I0);
text(0.3e-3,180,'Transistir current');
grid on;
title("Source current,Load current");
subplot(3,1,3);
plot(t,IT),grid on;
title("Transistir current")
xlabel("Time (s)");

```

Окно настройки параметров блока Multimeter показано на рис. 5.35. В правое поле помещены переменные, подлежащие измерению. При этом существенно последовательность, в которой эти переменные помещены в правом поле. В такой же последовательности они представлены на выходе блока Demux (рис. 5.32).

Мгновенные значения измеренных блоком переменных можно наблюдать в графическом окне MatLab (рис. 5.36) при выполнении программы (листинг 5.1).

По результатам моделирования рассчитываются и строятся основные характеристики ШИП:

- регулировочная характеристика ШИП  $U_H = f(u_y)$  (рис. 5.37);
- внешняя характеристика ШИП

$$U_H = f(I_H) \text{ (рис. 5.38);}$$

- энергетические характеристики ШИП  $P_1, P_H = f(I_H)$  (рис. 5.39);

- электромагнитные характеристики  $I_1, IT(RMS), IT0 = f(I_H)$  (рис. 5.40).

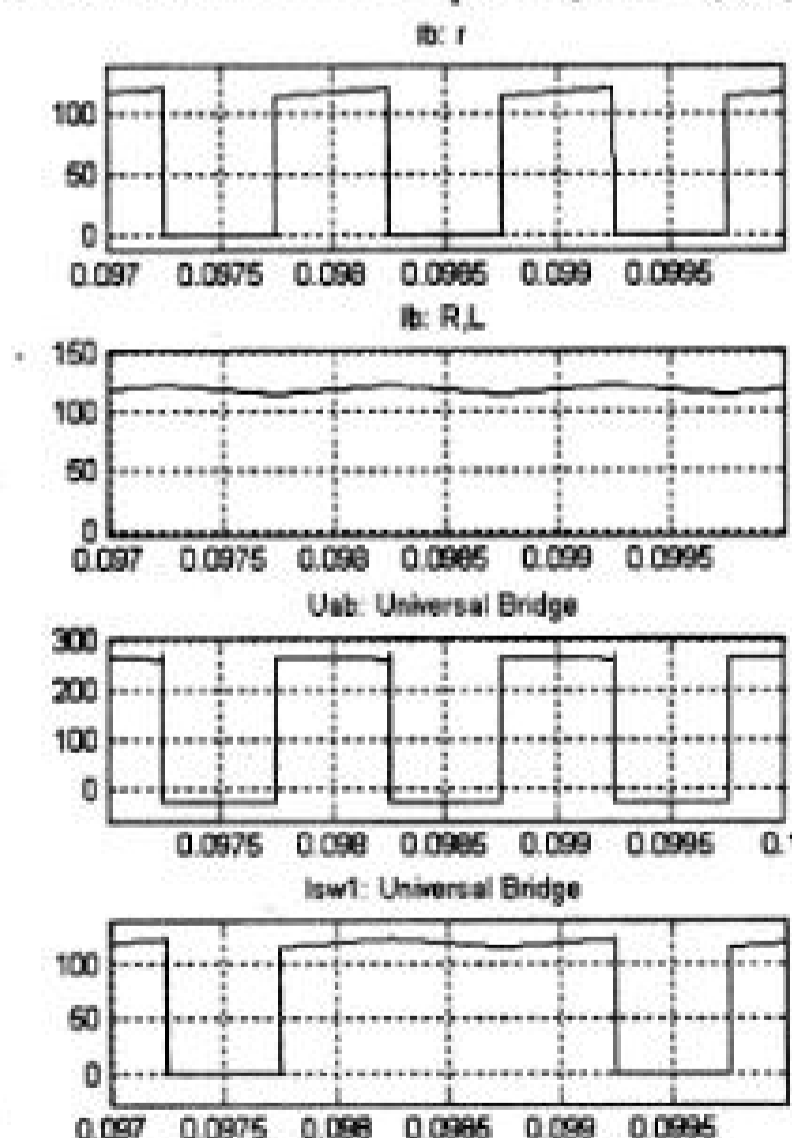


Рис. 5.36. Электромагнитные процессы в ШИП



Рис. 5.37. Регулировочная характеристика ШИП

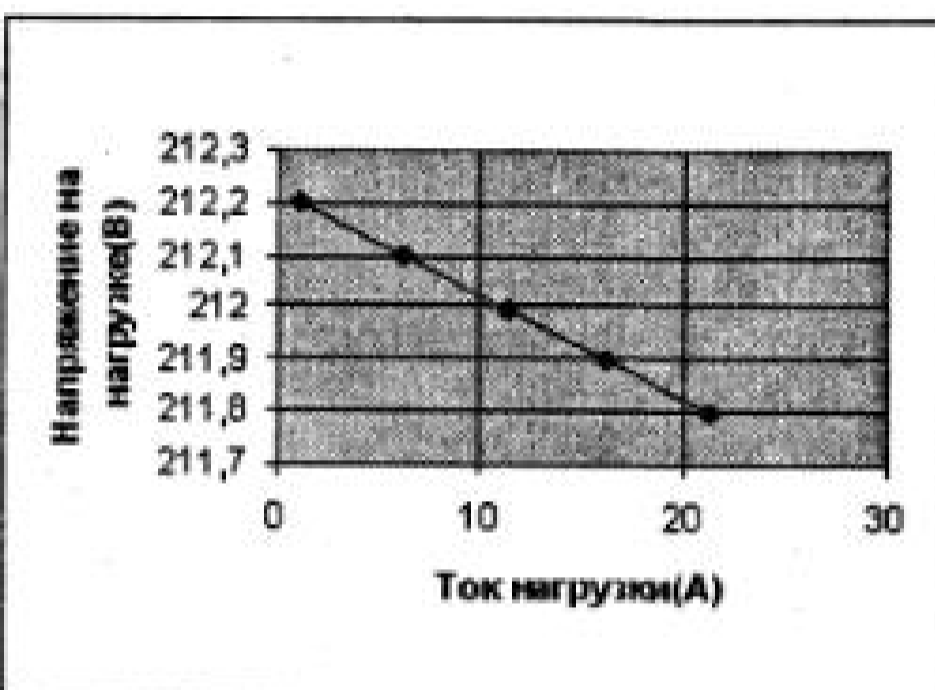


Рис. 5.38. Внешняя характеристика ШИП

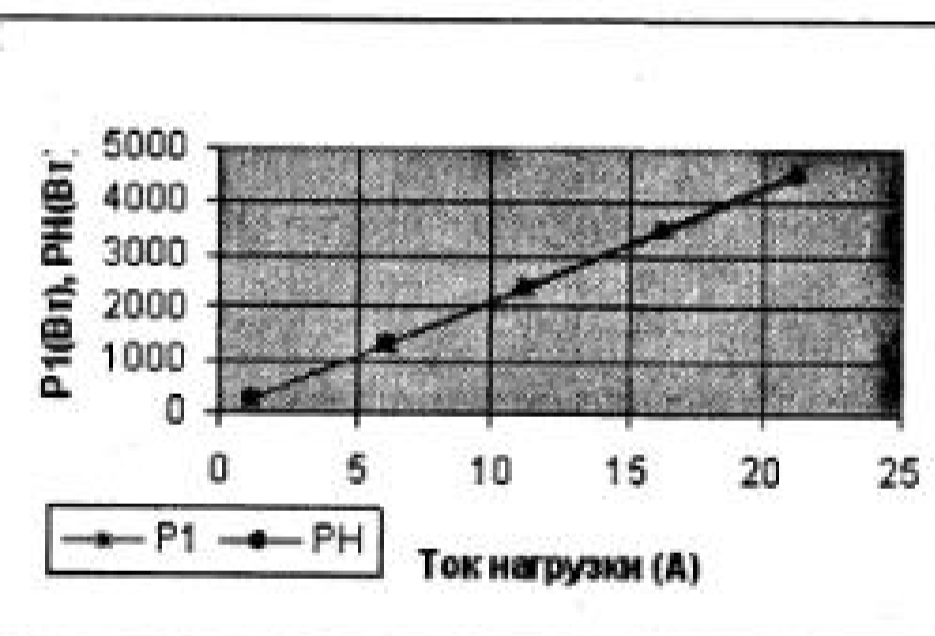


Рис. 5.39. Энергетические характеристики ШИП

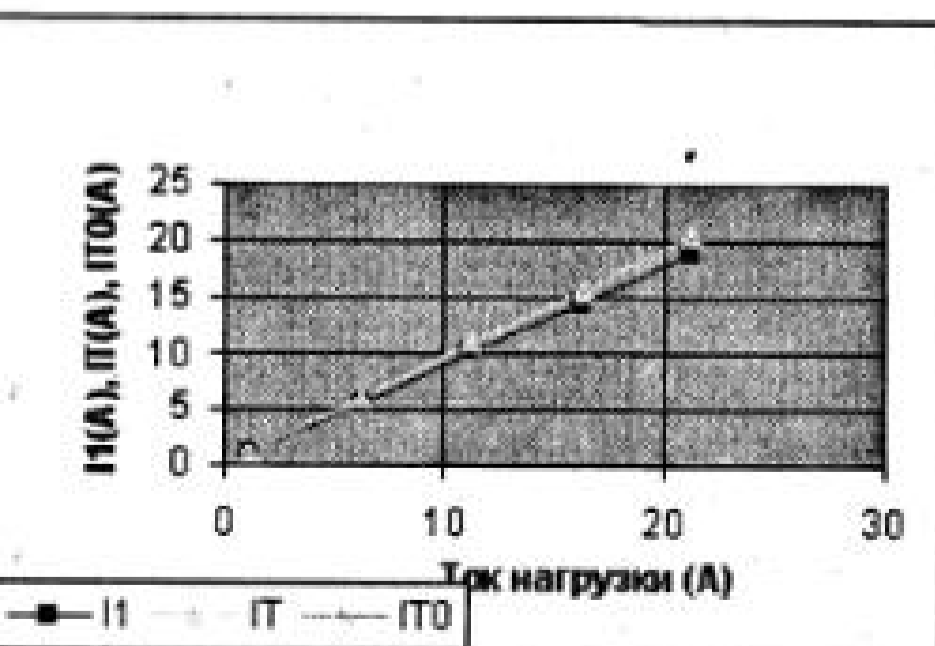


Рис. 5.40. Электромагнитные характеристики ШИП

## 5.8. Динамические модели ШИП в системах мехатроники

Как звено системы регулирования, ШИП обычно описывается аperiodическим звеном или звеном с запаздыванием.

$$W(s) = \frac{K}{Ts + 1}, \quad (5.27)$$

где  $T$  — период выходного напряжения,  $K = \frac{U_H}{U_y}$  — коэффициент передачи (усиления) ШИП.

Функциональная динамическая модель ШИП строится в соответствии с функциональной схемой на элементах главной библиотеки пакета Simulink.

На рис. 5.41 представлена функциональная модель реверсивного ШИП с симметричным алгоритмом управления (файл. *Mod\_Ship\_Sym*).

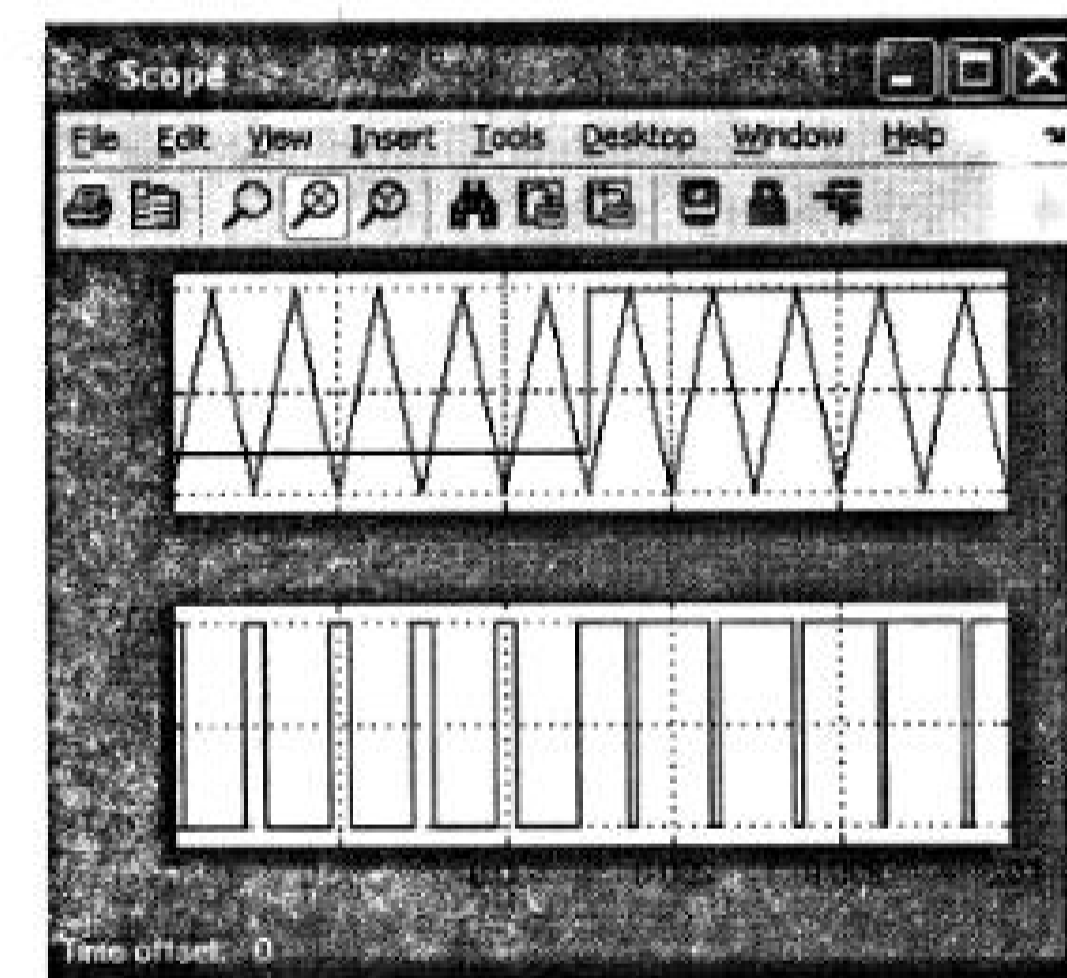
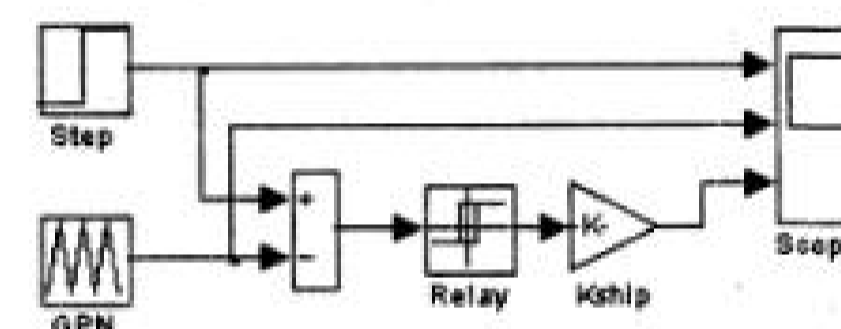


Рис. 5.41. Функциональная модель ШИП

Модель содержит:

- генератор пилообразного напряжения с амплитудой 1 В. и частотой 1000 Гц. (блок GPN);
- Блок Step, формирующий входной сигнал.
- Блок сравнения, реализованный на сумматоре.
- Формирователь импульсов (блок Relay).
- Усилитель (блок Kship), реализующий коэффициент усиления ШИП.

Электромагнитные процессы в схеме показаны на рис. 5.41. На верхней осциллограмме представлен входной сигнал и напряжение на выходе ГПН, на нижней осциллограмме представлено напряжение на выходе ШИП.

Функциональная модель реверсивного ШИП с несимметричным и поочеред-

немедным алгоритмом управления (файл. *Mod\_Ship\_NSym*) и электромагнитные процессы в схеме показаны на рис. 5.42 и на рис. 5.43.

Заметим, что для получения у несимметричного ШИП одинакового с симметричным ШИП коэффициента передачи нужно уменьшить амплитуду пилообразного напряжения в два раза. При этом уменьшается в два раза величина опорного напряжения.

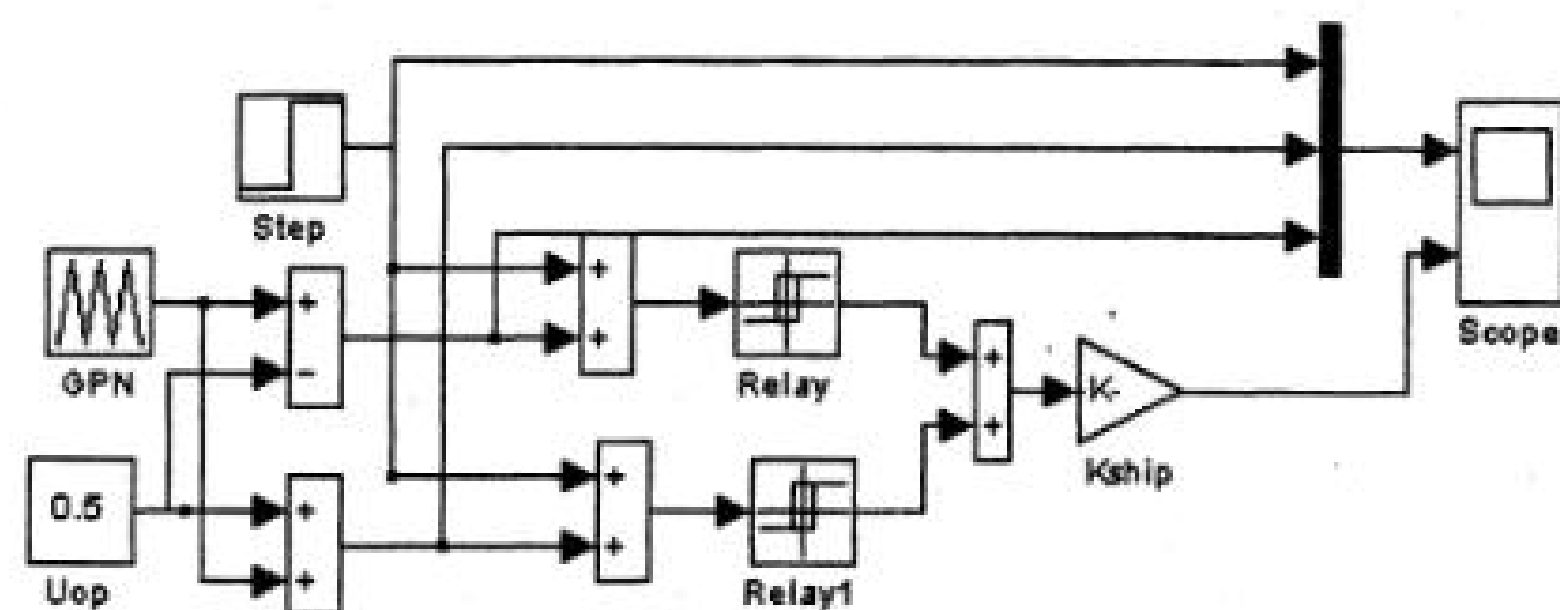


Рис. 5.42. Функциональная модель реверсивного ШИП с несимметричным и поочередным алгоритмом управления

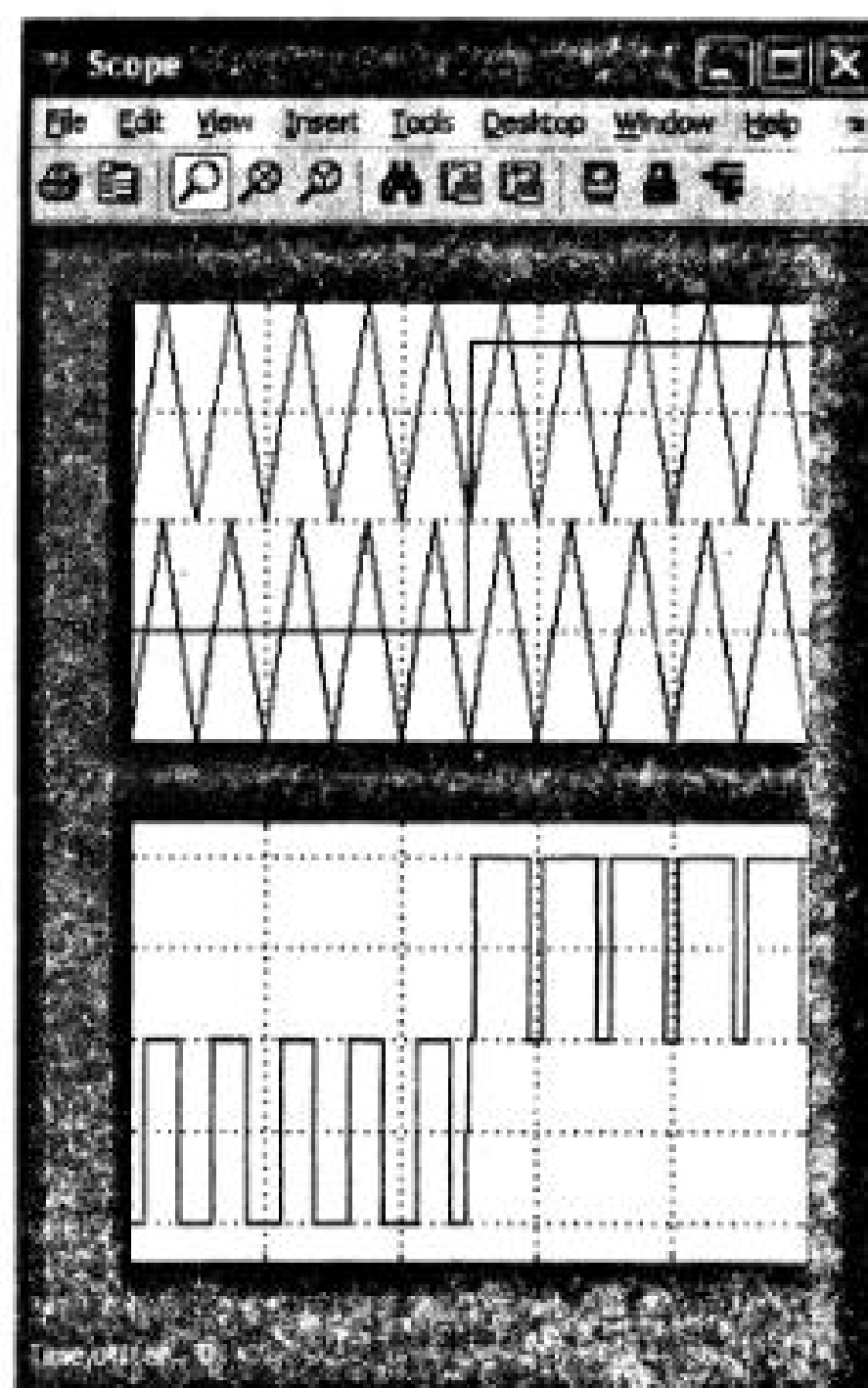


Рис. 5.43. Электромагнитные процессы в ШИП с несимметричным и поочередным управлением

Запаздывание, вносимое ШИП в реакцию на скачок входного воздействия, зависит от момента изменения входного сигнала.

При аналитическом представлении ШИП непрерывным звеном (уравнение 5.27) это запаздывание принимается максимальным, равным периоду несущего пилообразного сигнала.

В случае построения высокоточной мехатронной системы аналитическое представление ШИП может оказаться недостаточным. В этом случае при моделировании следует использовать функциональные модели.

## 5.9. Автономные инверторы [6, 7, 10, 16, 18, 19]

### 5.9.1. Вводные замечания

Автономными инверторами называются устройства, которые преобразуют постоянный ток в переменный в общем случае с регулируемой частотой и напряжением. Основные области применения автономных инверторов следующие:

- питание потребителей переменным током в условиях, где единственным источником энергии является аккумуляторная батарея (например, бортовые источники питания), а также резервное электропитание ответственных потребителей при возможном отключении сети переменного тока (электросвязь, вычислительная техника);

- электропривод с асинхронными и синхронными двигателями, где инвертор служит источником переменного напряжения и частоты;

- электроэнергетика, где автономные инверторы выполняют функцию активных фильтров, регулируемых компенсаторов реактивной мощности и мощности искажений.

По построению АИН делятся на однофазные и многофазные (двухфазные, трехфазные и т. д.). Основой построения многофазных инверторов служат однофазные одноплечевые и двухплечевые (мостовые) схемы полностью повторяющие схемы ШИП (рис. 5.26).

### 5.9.2. Однофазные инверторы

В инверторах в основном используется симметричный алгоритм управления, когда транзисторы одного плеча переключаются в противофазе.

Отличие от ШИП состоит лишь в том, что для регулирования выходного напряжения с пилообразным напряжением несущей частоты сравнивается не постоянное напряжение, пропорциональное входному сигналу, а переменное (прямоугольное, трапецеидальное, синусоидальное) напряжение, амплитуда и частота которого пропорциональны входному сигналу.

В автономных инверторах используются следующие способы широтно-импульсной модуляции:

- Широтно-импульсное регулирование на несущей частоте (ШИР на несущей частоте с прямоугольным модулирующим сигналом).

- Широтно-импульсная модуляция на несущей частоте (ШИМ на несущей частоте с трапецеидальным или синусоидальным модулирующим сигналом).

- Модуляция в замкнутой системе с релейным регулятором тока.
- Векторная модуляция.

Рассмотрение перечисленных видов модуляции ниже произведено на базе однофазного одноплечевого инвертора. Процессы в мостовых (двухплечевых) схемах при симметричном управлении протекают аналогично. Однако в мостовых однофазных инверторах можно использовать алгоритм поочередного управления аналогичный рассмотренному выше для ШИП. Такой инвертор исследуется ниже на модели.

Векторная модуляция используется в трехфазных схемах и будет рассмотрена при исследовании трехфазных инверторов.

При двух первых видах модуляции несущим сигналом является пилообразное напряжение.

Схема и электромагнитные процессы в однофазном одноплечевом инверторе при ШИП на несущей частоте показаны на рис. 5.44.

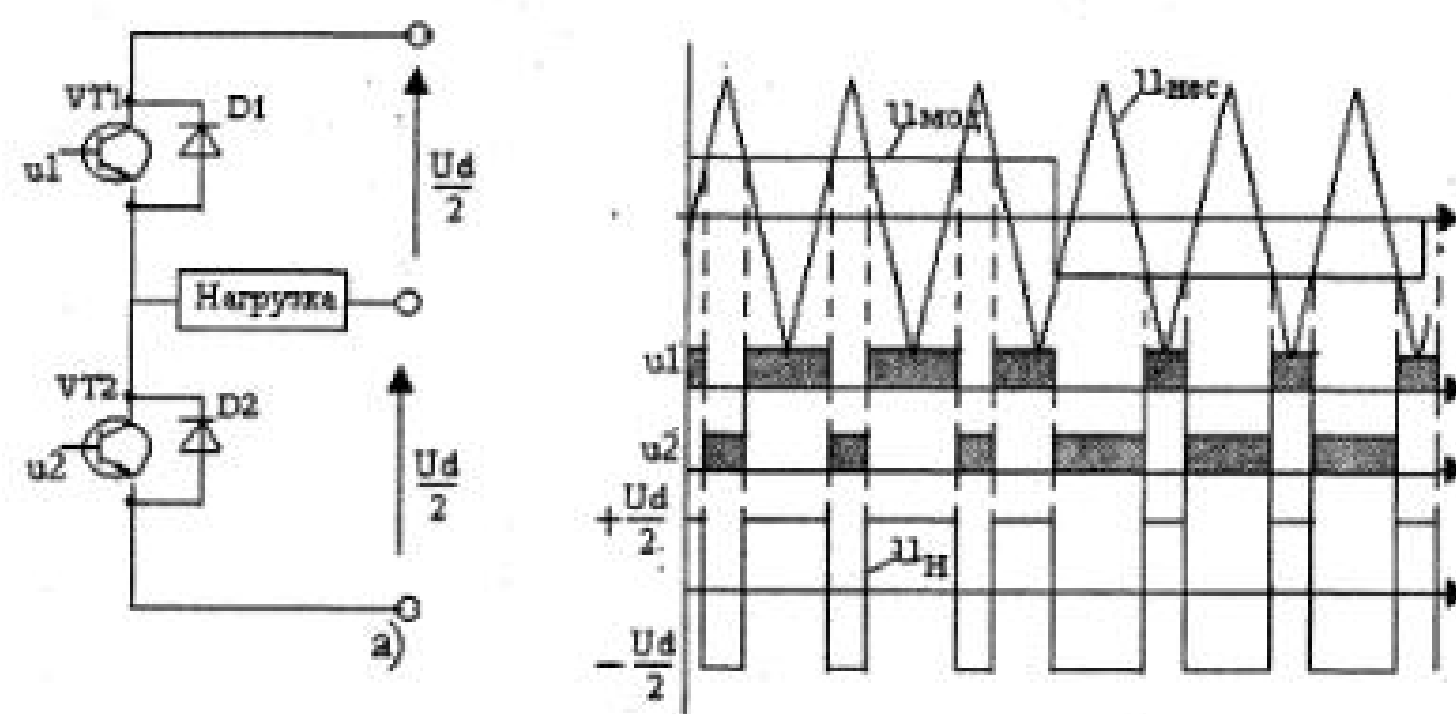


Рис. 5.44. Схема и электромагнитные процессы в однофазном одноплечевом инверторе при ШИП на несущей частоте

Амплитуда и частота модулирующего сигнала являются функциями сигнала на входе системы управления инвертором.

$$u_{\text{мод}} = U_m(u_c) \text{Sign}[\sin \omega(u_c)t]. \quad (5.28)$$

Коэффициентом модуляции называется отношение амплитуды пилообразного напряжения к амплитуде модулирующего напряжения.

$$m = \frac{U_{\text{м, нес}}}{U_{\text{м, мод}}}. \quad (5.29)$$

Спектральный состав напряжения на выходе определяется выражением

$$U_m(\nu) = \frac{2mU_d}{\pi} \sum_{k=1}^{2k-1} \frac{1}{k}, \quad \text{где } \nu - \text{номер гармоники, } k=1,2,3,\dots \quad (5.30)$$

Спектр напряжения на выходе, показанный на рис. 5.45 содержит все нечетные гармоники.

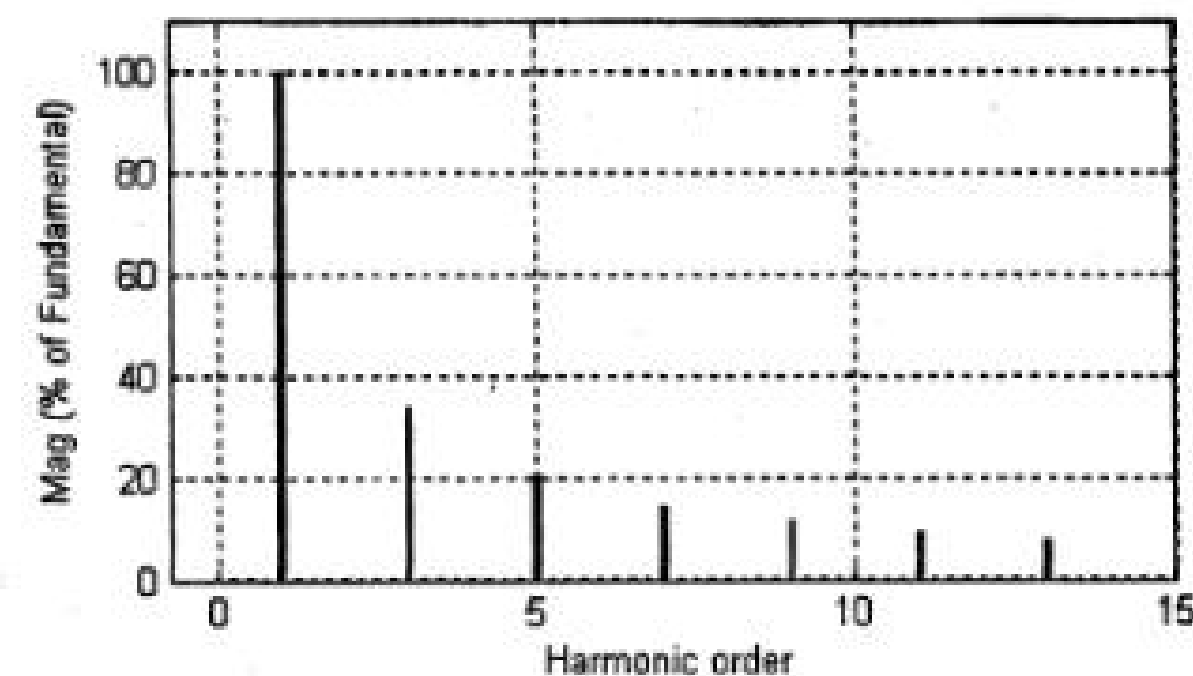


Рис. 5.45. Спектр напряжения на выходе инвертора

Улучшение гармонического состава выходного напряжения достигается применением ШИМ на несущей частоте с синусоидальным модулирующим сигналом.

В этом случае высшие гармоники в выходном напряжении смещаются в область высоких частот и располагаются в области частот, кратных несущей частоте. Для рис. 5.46 несущая частота в 50 раз больше частоты входного сигнала. Высшие гармоники в выходном напряжении имеют место на несущей частоте и на двух боковых частотах, отстоящих от несущей на частоту модуляции.

Подобная картина имеет место и в области гармоники с номером 100 и т. д. Следует заметить, что в системах мехатроники при исследовании динамических и статических характеристик обычно можно не учитывать высшие гармонические в выходном напряжении, считая инвертор с ШИМ источником синусоидального напряжения.

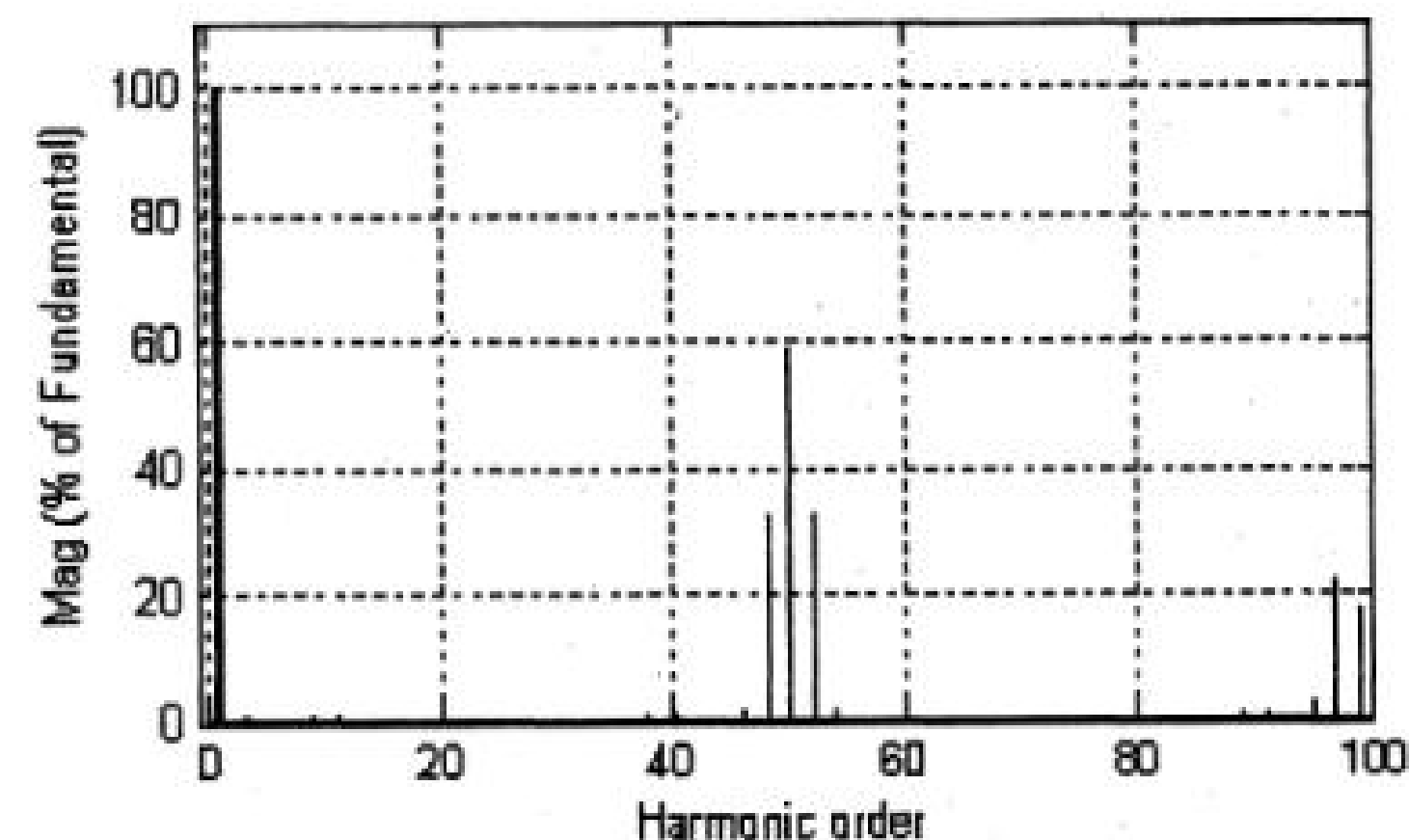


Рис. 5.46. Электромагнитные процессы и спектр инвертора с ШИМ на несущей частоте с синусоидальным модулирующим сигналом

Широтно-импульсную модуляцию в замкнутой системе с релейным регулятором иллюстрирует рис. 5.47

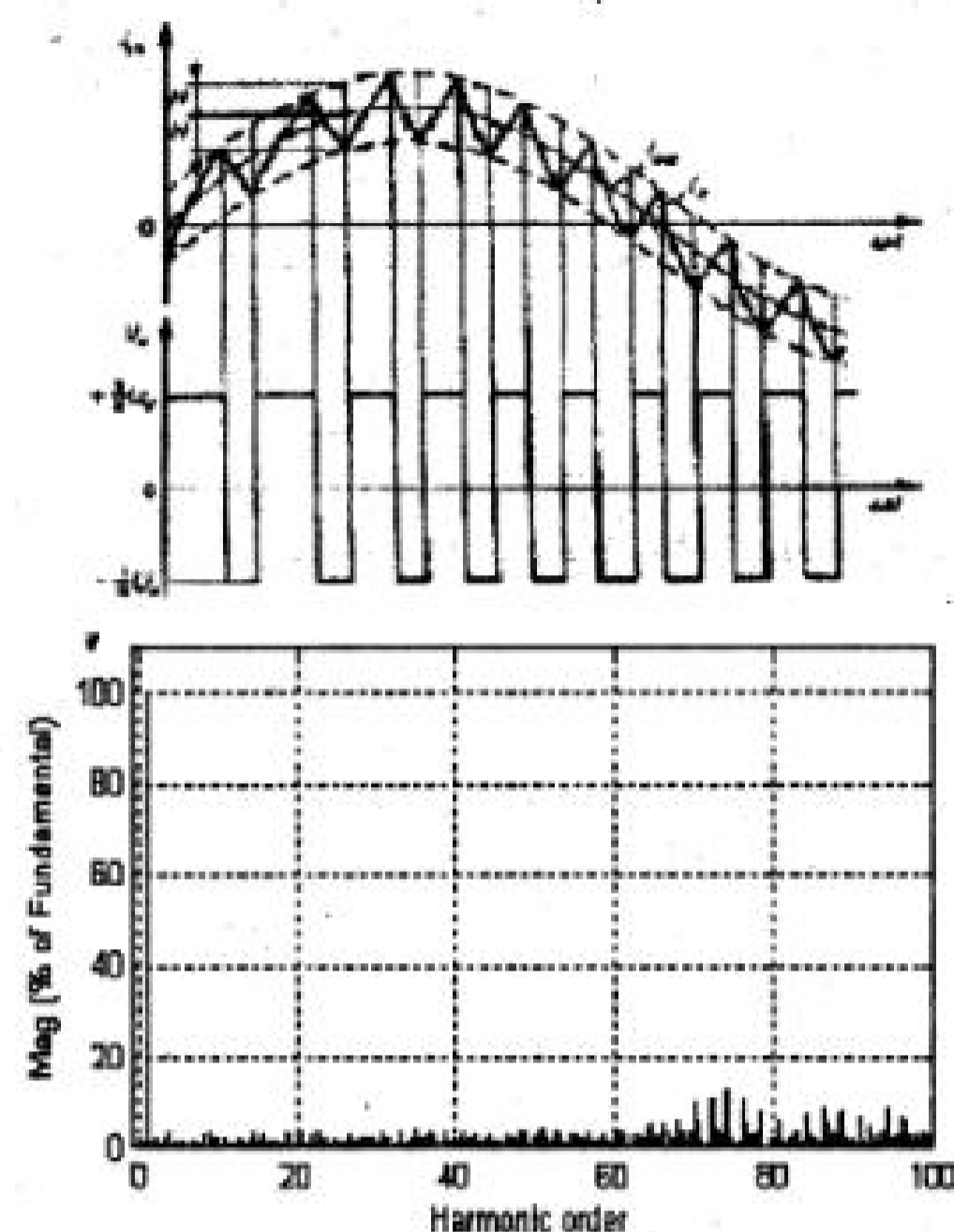


Рис. 5.47. Электромагнитные процессы и спектр инвертора с релейным регулятором тока

Схема построения инвертора в замкнутой системе с релейным регулятором тока аналогична схеме ШИП. Здесь за счет отрицательной обратной связи по току и релейного элемента ток в нагрузке пульсирует около заданного значения. Амплитуда и частота пульсаций определяется параметрами  $R$ ,  $L$  нагрузки и шириной петли гистерезиса релейного элемента. Часто такой способ ШИМ называют «токовым коридором».

Такой инвертор обладает свойствами источника тока, что широко используется при построении систем с исполнительными двигателями переменного тока.

Функциональные схемы управления однофазными одноплечевыми инверторами аналогичны рассмотренным выше схемам управления ШИП. Отличие состоит лишь в том, что на вход подается не постоянный, а переменный сигнал.

*Мостовой однофазный инвертор с поочередным законом управления.*

Электромагнитные процессы и спектральный состав мостового однофазного инвертора с поочередным законом управления исследованы с использованием модели (файл *A1N\_2pl*), показанной на рис. 5.48. Эта модель содержит мостовой однофазный инвертор (Universal bridge), схему управления инвертором, реализующую синусоидальную ШИМ с несущей частотой 500 Гц. (Control System), блок задания сигнала управления (модулирующего сигнала частоты 10 Гц (Signal Generator), источник питания инвертора ( $U=300\text{В}$ ), активно-индуктивную нагрузку инвертора ( $R=5\text{ Ом}$ ,  $L=0,1\text{Г}$ ), блоки измерений и записи результатов измерений в рабочую область.

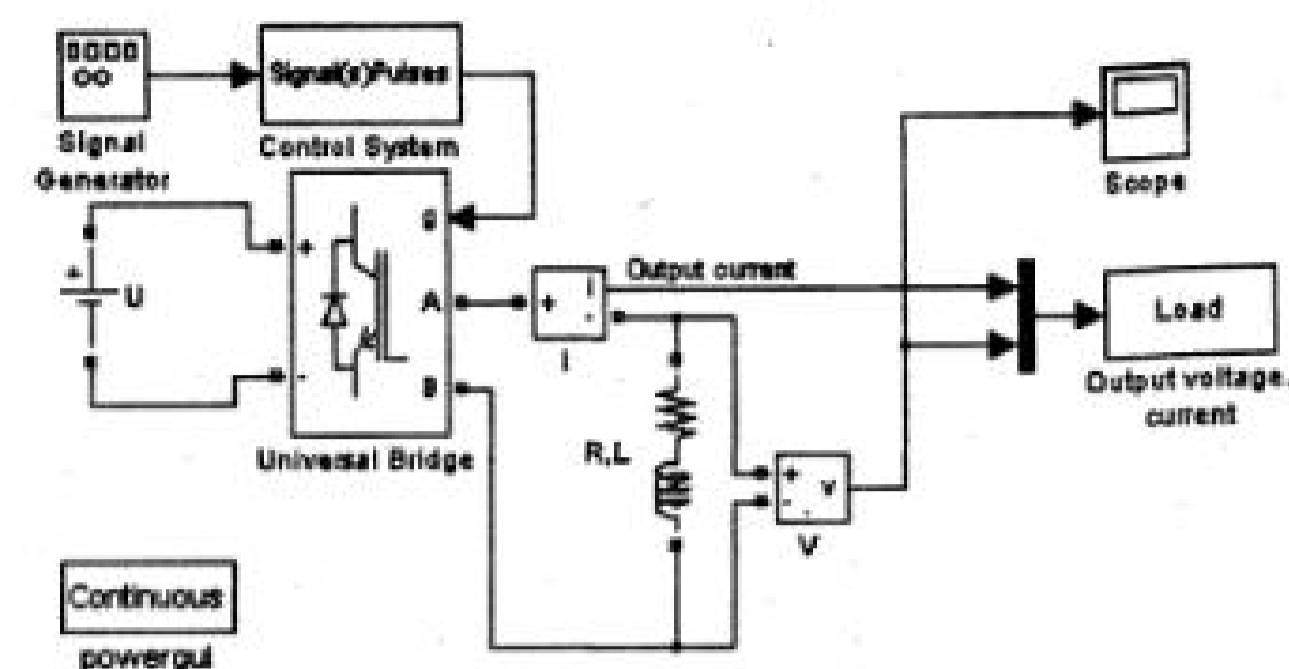


Рис. 5.48. Модель однофазного мостового инвертора

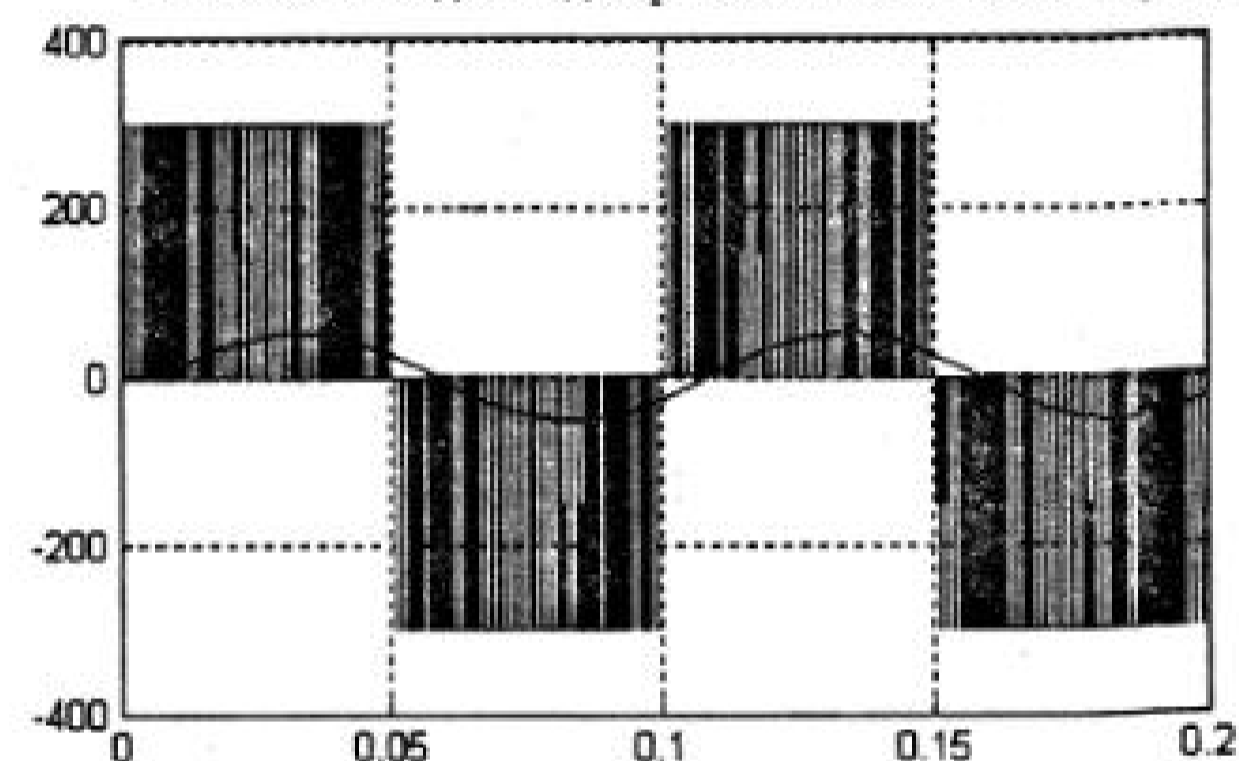


Рис. 5.49. Напряжение и ток нагрузки однофазного мостового инвертора

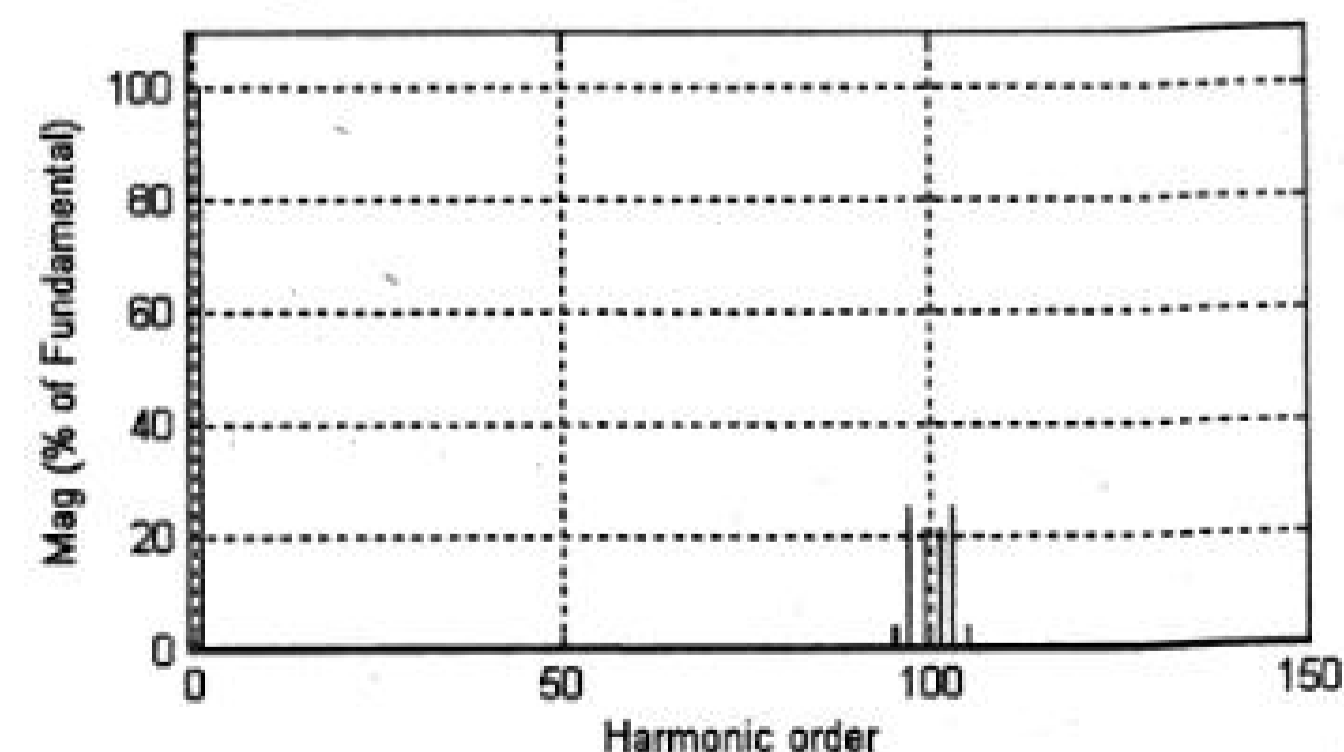


Рис. 5.50. Спектр напряжения нагрузки однофазного мостового инвертора

На рис. 5.49 показаны напряжение и ток в нагрузке. Спектральный состав напряжения на нагрузке показан на рис. 5.50. Здесь в отличие от схем с симметричным управлением высшие гармоники появляются только на частотах, близких к удвоенной несущей частоте.

Функциональные схемы управления всех перечисленных инверторов строятся аналогично схемам, рассмотренным выше для широтно-импульсных преобразователей.

### 5.9.3. Трехфазные автономные инверторы

*Автономный инвертор с алгоритмом управления  $\alpha = 180^\circ$ .*

Трехфазный автономный инвертор состоит из трех однофазных одноплечевых инверторов, присоединенных параллельно к одному источнику питания.

Нагрузка такого инвертора включается либо по схеме «звезда», либо по схеме «треугольник». Как в первом, так и во втором случае переключение транзисторных ключей любой фазы инвертора вызывает изменение напряжения на всех фазах.

Простейший способ управления транзисторными ключами VT1 — VT6 инвертора ( $\alpha = 180^\circ$ ) представлен на рис. 5.51.

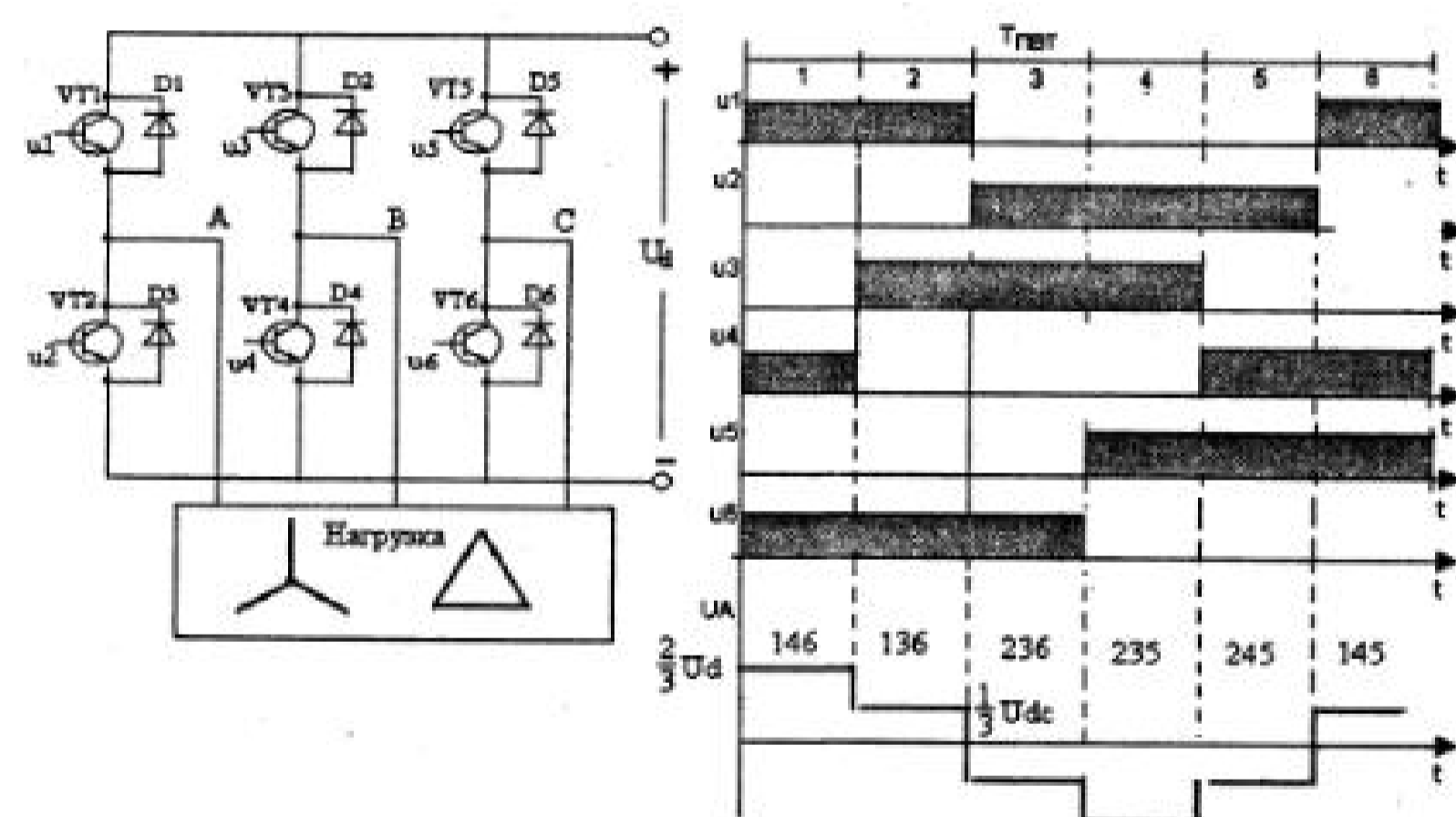


Рис. 5.51. Алгоритм управления АИН с  $\alpha = 180^\circ$

Здесь в течение  $1/6$  периода выходного напряжения (в течение периода повторности  $T_{\text{пер}}$ ) включены три транзистора. Форма напряжения на фазе А нагрузки при ее включении «звездой» показана на нижней осциллограмме.

Электромагнитные характеристики систем при управлении инвертором с  $\alpha = 180^\circ$  достаточно подробно освещены в литературе. Главным недостатком этого способа является необходимость применения управляемого выпрямителя для изменения напряжения на выходе инвертора.

При управлении автономным инвертором по закону  $\alpha = 180^\circ$  амплитуды гармонических составляющих в фазном напряжении определяются из выражения:

$$U_{mv} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} U_d, \quad (5.31)$$

где  $U_{mv}$  — амплитуда  $v$ -ой гармоники;  $v = 6n \pm 1; n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $U_d$  — напряжение питания.

Отношение амплитуд гармонических составляющих фазного напряжения к амплитуде первой гармоники имеет вид:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1}{v}. \quad (5.32)$$

Из уравнения (5.32) следует, что при простейшем алгоритме управления гармонический состав постоянен. В спектре выходного напряжения трехфазного инвертора отсутствуют все четные гармоники, а также гармоники, кратные трем. В выходном напряжении наиболее сильно выражены пятая и седьмая гармоники.

*Автономный инвертор с ШИР на частоте повторения.*

Для обеспечения регулирования выходного напряжения самим инвертором используются ШИР и ШИМ модуляции на несущей частоте. Рассмотрим наиболее простой способ управления при ШИР на несущей частоте, равной частоте повторения. Эпюры напряжений на входе транзисторов VT1—VT6 и напряжения на выходе автономного инвертора представлены на рис. 5.52.

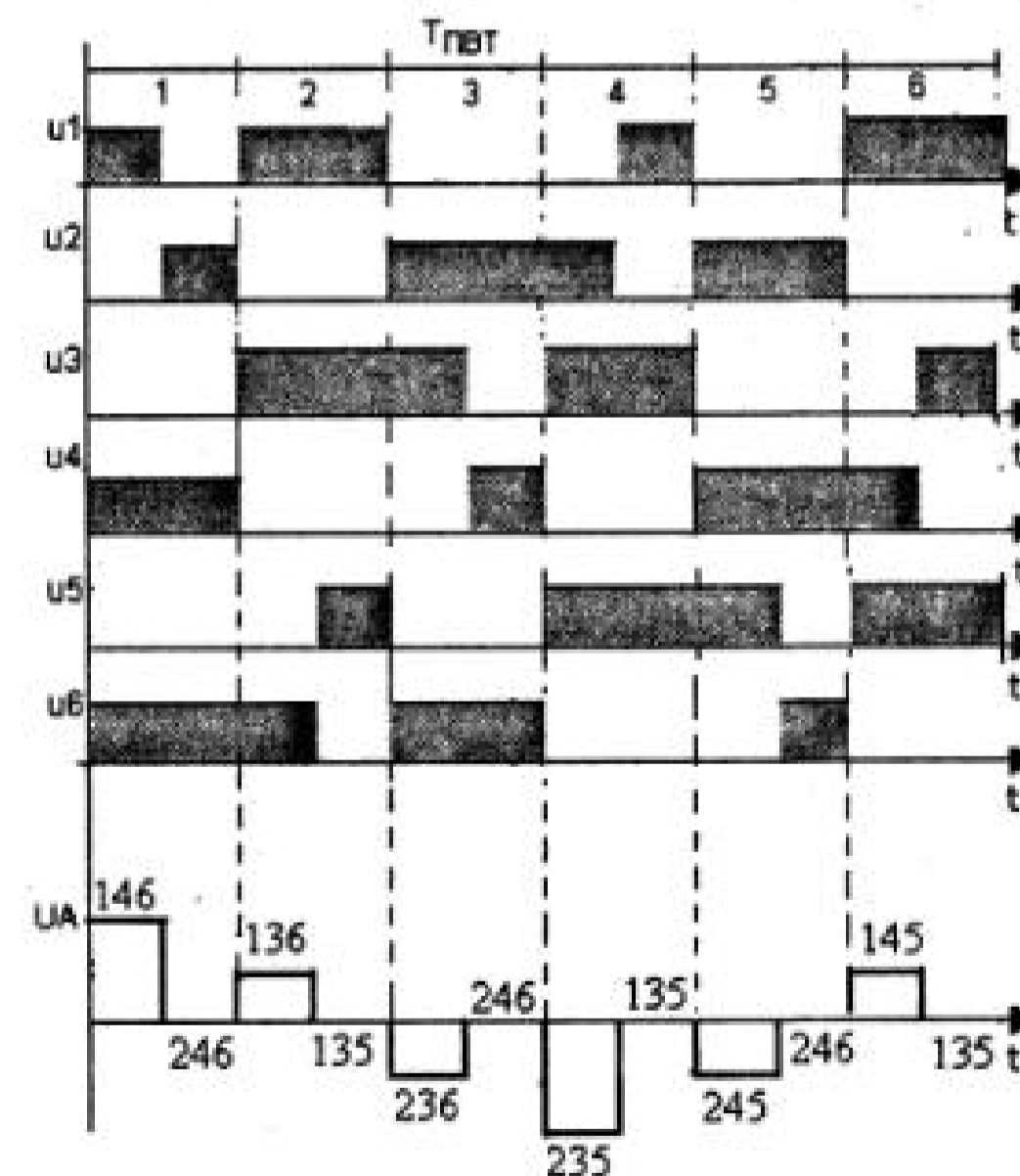


Рис. 5.52. Управление АИН при ШИР на основной частоте

В течение каждого периода повторения для подключения нагрузки к источнику питания отпираются три транзистора (например, VT1, VT4, VT6); для отключения

нагрузки от источника переключаются транзисторы одного плеча. Причем запирается тот транзистор, который позволяет отключить всю группу анодных или катодных силовых ключей. Так, для отключения нагрузки при включенных транзисторах VT1, VT4, VT6, выключается VT1 и включается VT2. При включенных транзисторах VT1, VT3, VT6 транзистор VT6 выключается, а транзистор VT5 включается и т. д. Такой способ управления называется алгоритмом одиночного переключения (АОП).

Широтно-импульсное регулирование напряжения на выходе инвертора на частоте повторения и АОП осуществляется изменением относительной продолжительности  $\gamma$  включения нагрузки в цепь источника питания. Имеется и другая возможность ШИР на основной частоте, когда в паузе между импульсами запираются два силовых транзистора одной группы (алгоритм группового переключения АГП). Здесь при отпертых VT1, VT4, VT6 для создания паузы в напряжении на нагрузке запираются VT4 и VT6 и отпираются VT3, VT5.

При ШИР на частоте повторения гармонический состав выходного напряжения резко ухудшается в области малых напряжений и частот. Для исключения этого нежелательного явления, используется широтно-импульсное регулирование на несущей частоте.

*Автономный инвертор с ШИР на несущей частоте.*

В этом случае в течение периода повторения несколько раз с периодом

$T_0 = \frac{1}{f_{\text{нес}}}$  происходит переключение одного плеча трехфазного моста (рис. 5.53).

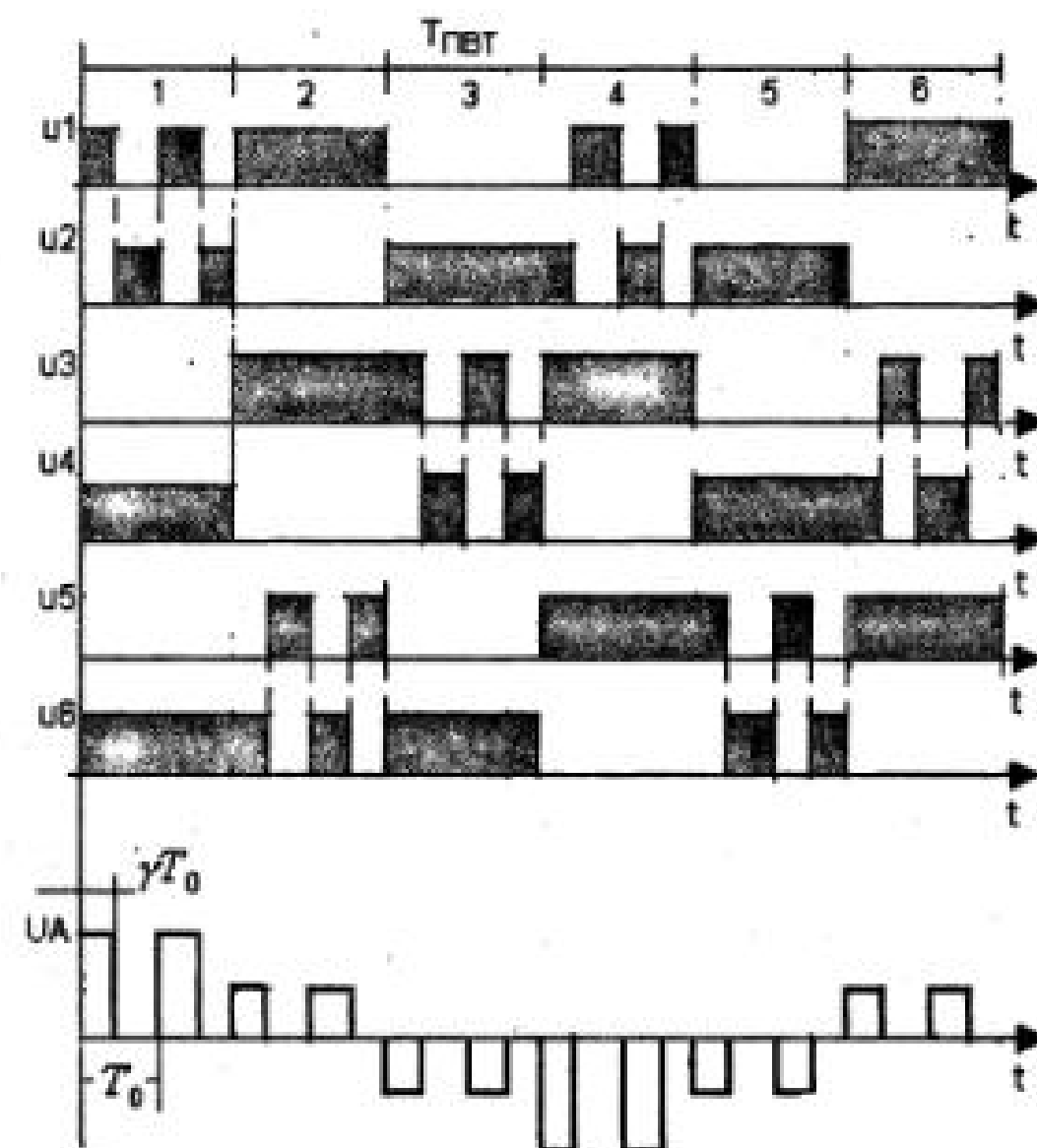


Рис. 5.53. Управление АИН при ШИР на несущей частоте

При этом нагрузка оказывается подключенной к источнику питания на интервале  $\gamma T_0$ , а на интервале  $(1 - \gamma)T_0$  фазы нагрузки закорочены. На рис. 5.53 представлен случай, когда  $T_{\text{ПВТ}} = 2T_0$ . Гармонический состав выходного напряжения при ШИР на несущей частоте улучшается с увеличением кратности

$$k = \frac{T_{\text{ПВТ}}}{T_0} = \frac{f_{\text{нес}}}{f_{\text{ПВТ}}} = \frac{6f_{\text{нес}}}{f_{\text{мод}}}.$$

Спектральный состав выходного напряжения трехфазного инвертора зависит от коэффициента модуляции. При ШИР на частоте повторения (рис. 5.52) отношение амплитуд гармонических составляющих фазного напряжения к амплитуде первой гармоники имеет вид:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1 \sin(v\pi\gamma/6)}{v \sin(\pi\gamma/6)}. \quad (5.33)$$

На рис. 5.54 а показаны зависимости относительных амплитуд гармоник от относительной длительности управления  $\gamma$ . Из рис. 5.54 видно, что в процессе регулирования при уменьшении выходного напряжения 5, 7 и 11 гармоники приближаются к основной, что искажает форму напряжения и тока нагрузки.

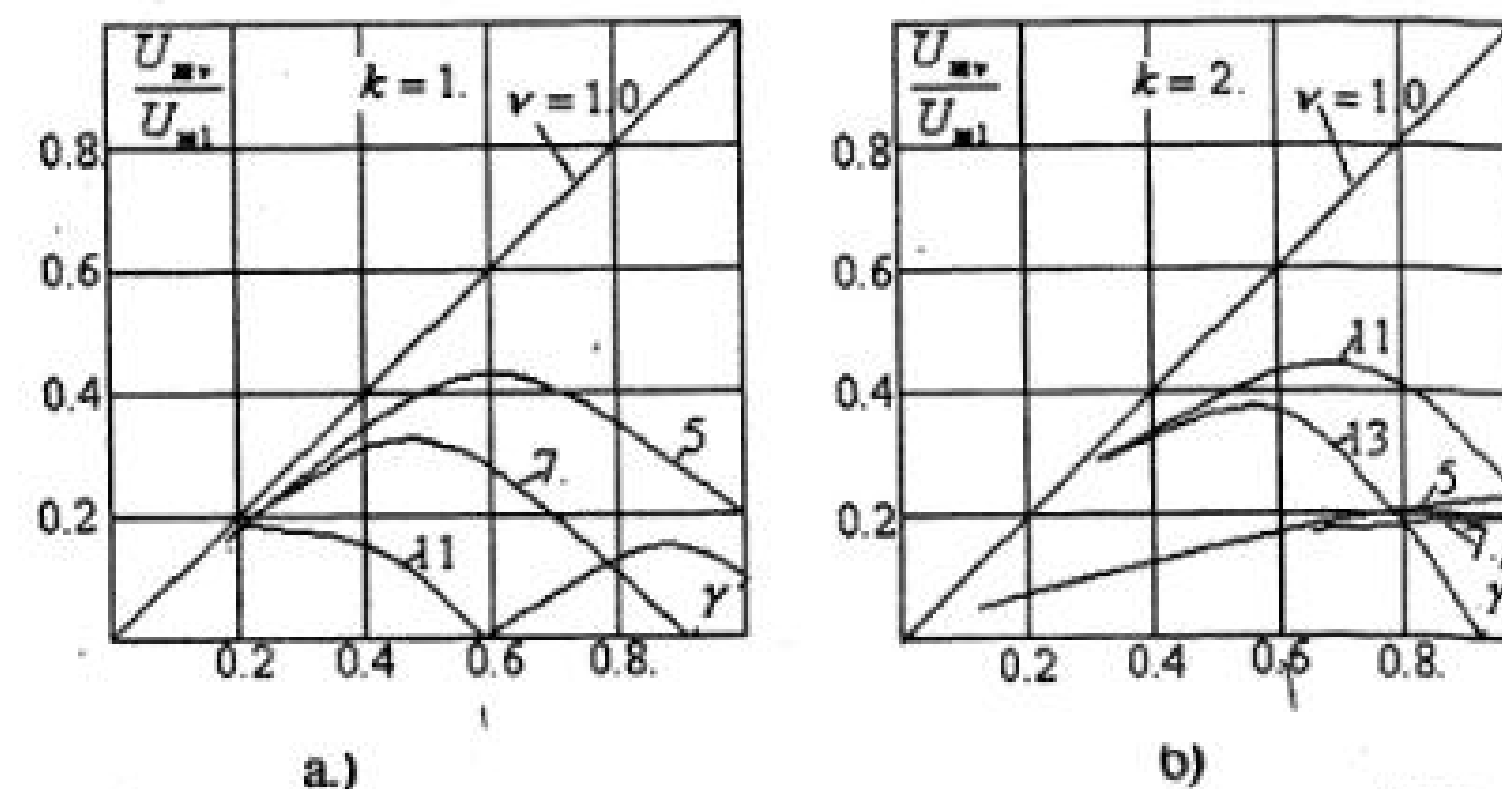


Рис. 5.54. Гармонический состав выходного напряжения АИН с ШИР

Некоторое улучшение гармонического состава достигается за счет ШИР на несущей частоте.

В этом случае отношение амплитуд гармонических фазного напряжения к амплитуде первой гармоники имеет вид:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1 \sin(v\pi\gamma/6k)}{v \sin(\pi\gamma/6k)}, \quad (5.34)$$

где  $k$  определено выражением

$$k = \frac{T_{\text{ПВТ}}}{T_{\text{нес}}} = \frac{f_{\text{нес}}}{f_{\text{ПВТ}}} = \frac{6f_{\text{нес}}}{f_{\text{мод}}}.$$

Из последнего выражения следует, что для монотонного уменьшения  $\nu$ -гармоники необходимо соблюдение условия  $\frac{\nu}{k} < 3$ . При  $k=1$  ни для одной из высших гармоник это условие не выполняется. При  $k=2$  оно выполняется только для пятой гармоники. При  $k=3$  — для пятой и седьмой гармоник и т. д.

На рис. 5.54 б показаны зависимости относительных амплитуд гармоник от относительной длительности управления  $\gamma$  для  $k=2$ .

Качественное улучшение гармонического состава выходного напряжения инвертора достигается при широтно-импульсной модуляции на несущей частоте, когда модулирующим сигналом является синусоидальное или трапецеидальное напряжение. На рис. 5.55 приведен пример трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ на несущей частоте. Моделирующие напряжения управления транзисторами каждого плеча инвертора сдвинуты на  $120^\circ$ . Эти сигналы сравниваются с пилообразным несущим сигналом и формируют сигналы управления каждым плечом (на рис. 5.55 показаны сигналы управления плечом фазы А). В соответствии с сигналами управления транзисторами формируется напряжение на каждой фазе нагрузки.

В случае широтно-импульсной модуляции расчет спектра выходного напряжения инвертора представляет собой достаточно сложную задачу. На гармонический состав выходного напряжения здесь влияют отношение несущей частоты к частоте модуляции, закон изменения модулирующего напряжения и коэффициент модуляции.

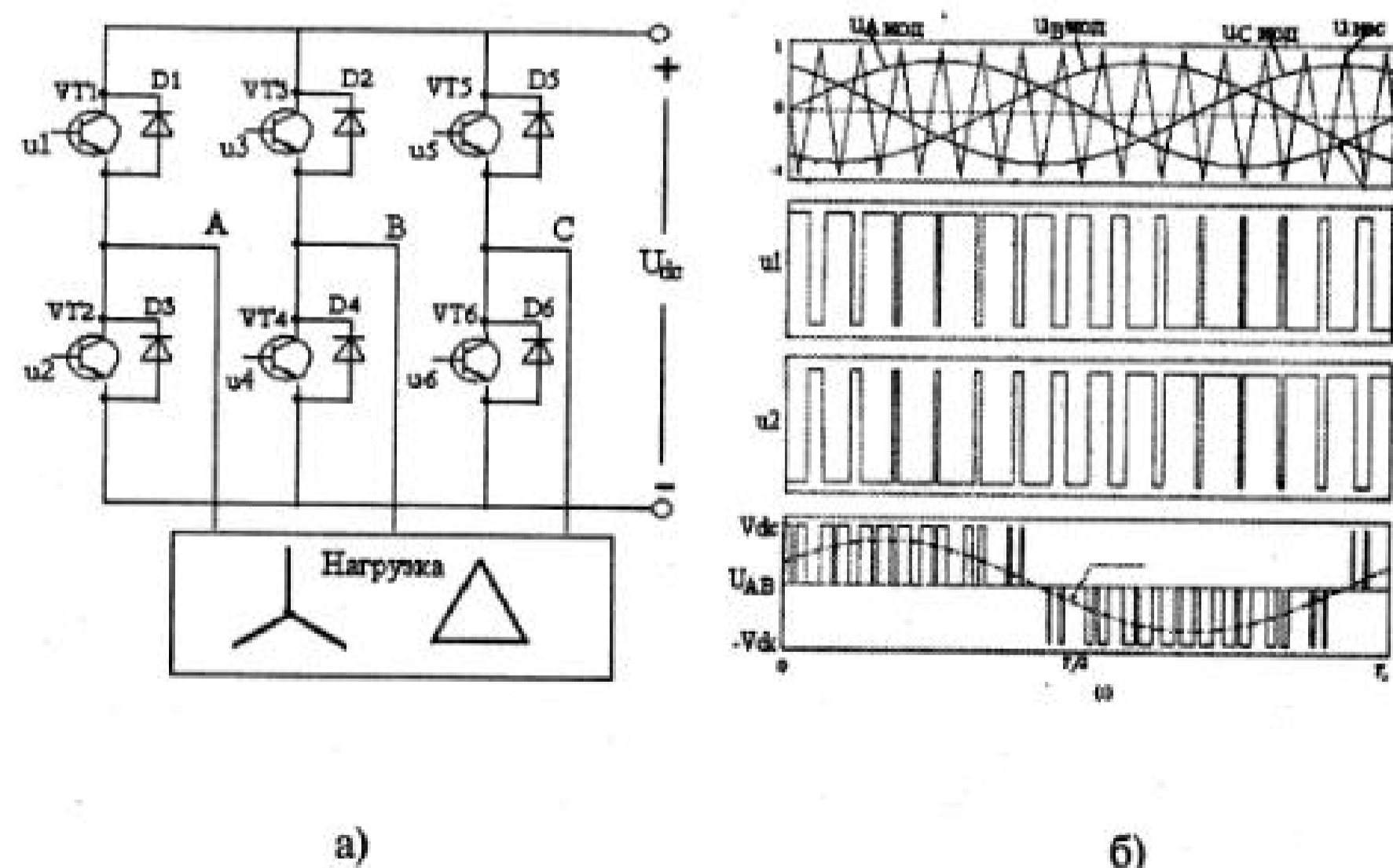


Рис. 5.55. Трехфазный инвертор с синусоидальной ШИМ на несущей частоте

На рис. 5.56 в качестве примера представлен спектр линейного напряжения на выходе инвертора при синусоидальной форме модулирующего напряжения и  $m=0,8$ ,  $f_{нес}=500$  Гц,  $f_{мод}=25$  Гц.

При широтно-импульсной модуляции имеет место избыточно частое переключение транзисторов в трехфазном инверторе. Исследования показали, что достаточно переключать транзисторы только одного плеча в течение периода повторяемости ( $1/6$  периода частоты модуляции). Такие способы модуляции получили название векторных.

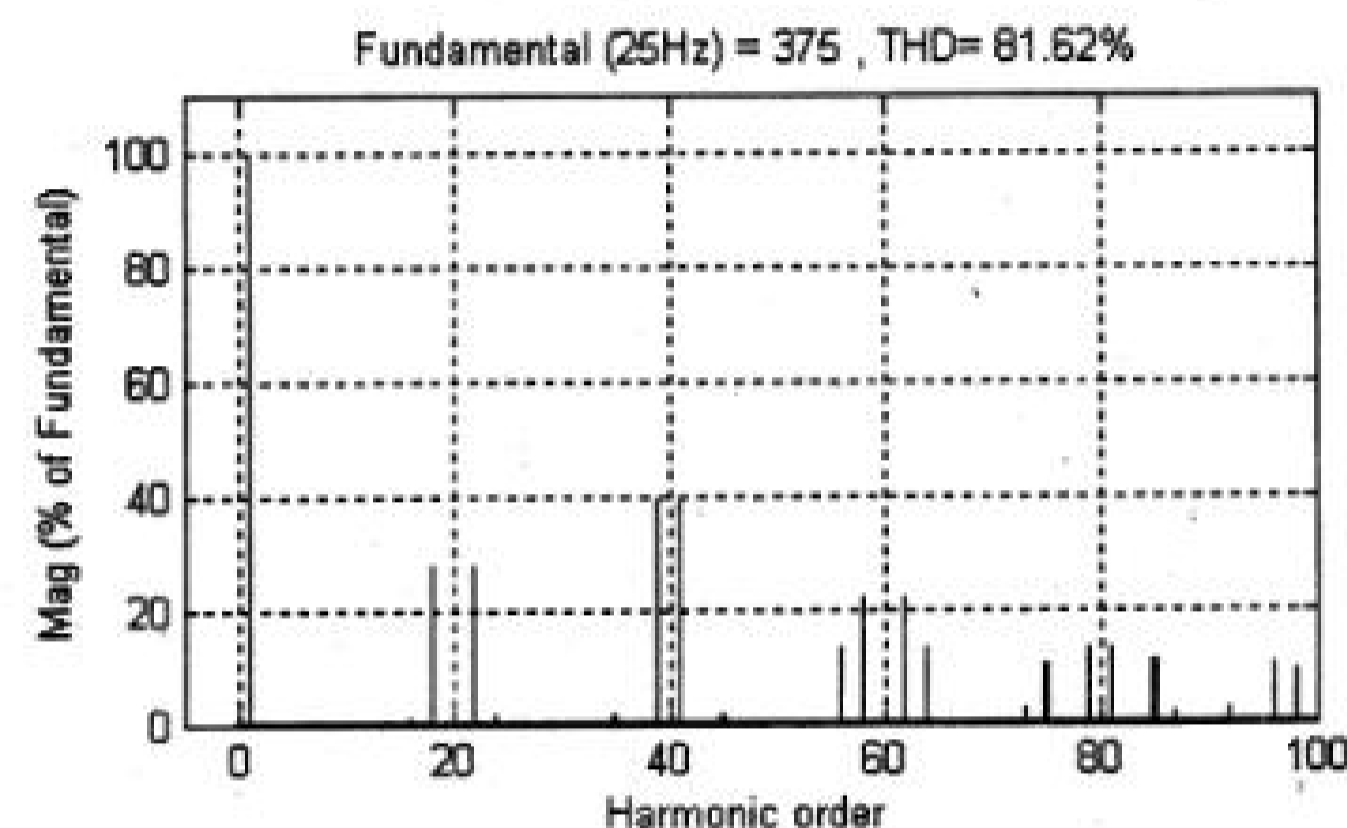


Рис. 5.56. Спектр выходного напряжения трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ на несущей частоте

Прежде чем перейти к описанию векторного способа модуляции, рассмотрим вопрос векторного представления величин в симметричных электрических системах.

*Векторное представление величин в симметричных электрических системах.*

Большинство автономных инверторов в мехатронных системах представляют собой двухфазные и трехфазные симметричные источники энергии. Это позволяет представить такие источники **резльтирующим (обобщенным) пространственным вектором**.

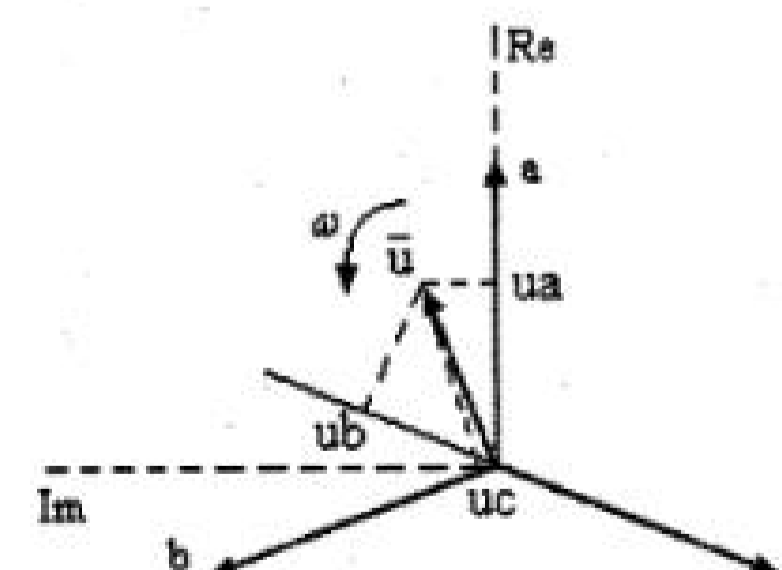


Рис. 5.57. Результирующий вектор трехфазной симметричной системы напряжений

Суть метода результирующего пространственного вектора состоит в том, что мгновенные значения симметричных переменных можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Рассмотрим этот вопрос для трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений. Можно считать, что такие напряжения имеют место на выходе трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ на несущей частоте.

В системе координат  $a, b, c$  (рис. 5.57) симметричная система фазных напряжений  $u_a, u_b, u_c$  представляет собой проекции вращающегося вектора на оси  $a, b, c$ . Если к системе координат добавить комплексную плоскость с таким расчетом, чтобы ее вещественная ось совпала с осью  $a$ , то результирующий вектор  $\bar{u}$  запишется в виде:

$$\bar{u} = \frac{2}{3}(u_a + \bar{a}u_b + \bar{a}^2u_c), \quad (5.35)$$

где  $\bar{a} = \exp\left(\frac{2\pi}{3}\right)$ ,  $\bar{a}^2 = \exp\left(-\frac{2\pi}{3}\right)$  — векторы, учитывающие пространственное смещение осей  $a, b, c$  координат. При прямом чередовании фаз фазные напряжения выражаются уравнениями

$$u_a = U_m \cos \omega t, u_b = U_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), u_c = U_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

— трехфазная симметричная система напряжений. Подставив в уравнение (5.35) значение мгновенных напряжений, найдем математическое описание результирующего пространственного вектора:

$$\begin{aligned} \bar{u} &= \frac{2}{3}U_m\left(\cos \omega t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) = \\ &= U_m \exp(j\omega t) \end{aligned} \quad (5.36)$$

Из уравнения (5.36) следует, что результирующий пространственный вектор трехфазной симметричной системы синусоидальных напряжений представляет собой вектор амплитуды  $U_m$ , вращающийся в неподвижной комплексной плоскости с угловой скоростью  $\omega$ .

*Векторное представление величин на выходе АИН с алгоритмом управления  $\alpha = 180^\circ$ .*

Напряжение на фазе А для рассматриваемого алгоритма управления при включении нагрузки звездой показано на рис. 5.51. Напряжения на фазах В и С аналогичны, сдвинуты соответственно на  $120^\circ$  и  $240^\circ$ . Приняв за начало отсчета первый интервал и подставив значения напряжений на каждом интервале повторяемости в уравнение (5.35), найдем выражение для результирующего пространственного вектора

$$\bar{u} = \frac{2}{3}U_d \exp\left(j\frac{\pi}{3}(l-1)\right), \quad (5.37)$$

где  $l$  — порядковый номер интервала повторяемости (целые числа 1, 2, 3.....).

Из выражения (5.37) видно, что в данном случае результирующий вектор постоянен на интервале повторяемости и скачкообразно изменяет фазу на  $60^\circ$  при переключении с интервала на интервал. Таким образом, при управлении инвертором с алгоритмом на периоде выходного напряжения укладывается шесть периодов повторяемости, каждому из которых соответствует определенное сочетание включенных транзисторов и положение результирующего вектора (рис. 5.58).

*Векторная модуляция в трехфазном инверторе.*

Сущность векторной модуляции состоит в многократном переключении результирующего вектора между соседними состояниями. Для чего, как это видно из рис. 5.58, необходимо переключать лишь пару транзисторов одного плеча. Транзисторы двух оставшихся плеч на этом интервале не переключаются, что существенно сокращает количество переключений каждого транзистора.

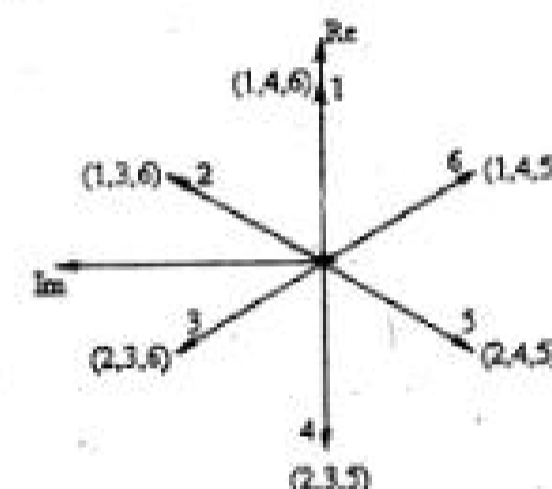


Рис. 5.58 Результирующий вектор напряжения на выходе АИН с алгоритмом управления

$$\alpha = 180^\circ$$

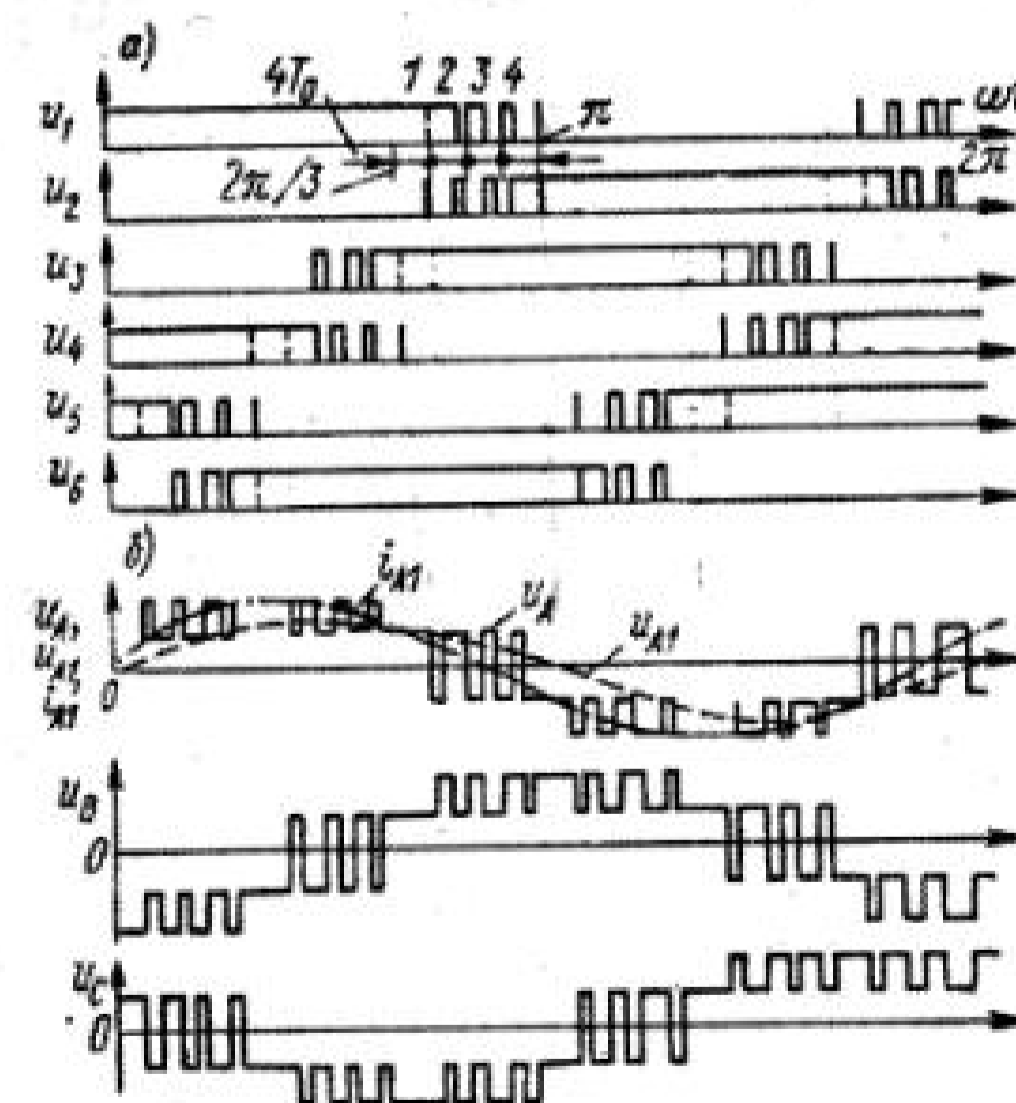


Рис. 5.59. Алгоритмы переключения транзисторов трехфазного инвертора при векторной модуляции

На рис. 5.59 показаны алгоритмы переключения транзисторов трехфазного инвертора при векторной модуляции и фазные напряжения на нагрузке. Для фазы А показаны также первая гармоника напряжения и тока при активно-индуктивной нагрузке.

Из рис. 5.59 видно, что на интервале от 0 до  $2\pi/3$  на базу транзистора VT1 подается постоянный отпирающий сигнал, а на интервале от  $2\pi/3$  до  $\pi$  широтно-импульсный сигнал — 4 импульса, длительность которых линейно убывает. В противофазе транзистору VT1 переключается VT2.

Аналогичные сигналы, но с соответствующими фазовыми сдвигами подаются на управления двумя другими плечами моста. Регулирование напряжения при векторной модуляции может осуществляться при помощи ШИР на несущей частоте. Спектр линейного напряжения на выходе инвертора при рассмотренной выше векторной модуляции показан на рис. 5.60.

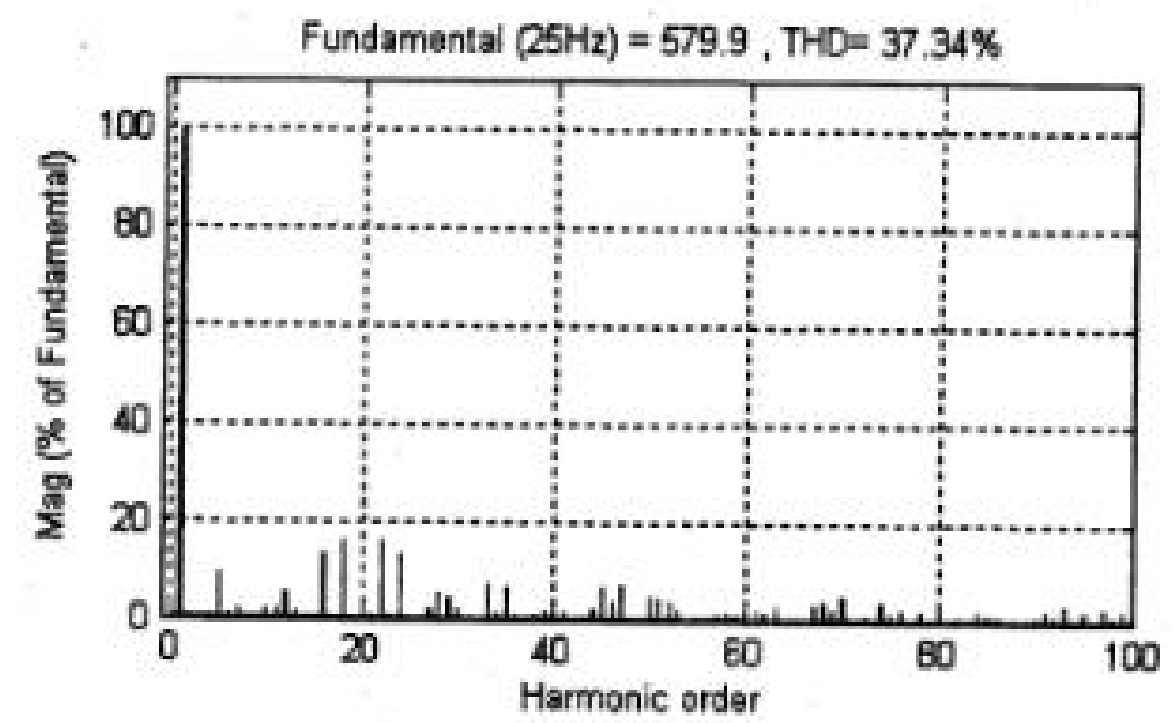


Рис. 5.60. Спектр линейного напряжения на выходе инвертора при векторной модуляции

По сравнению синусоидальной ШИМ (рис. 5.56) в данном случае спектр выходного напряжения несколько более «зашумленный», что практически не сказывается на свойствах инвертора и системы, в которой используется этот инвертор.

### 5.9.4. Многоуровневые инверторы

В последние годы разработано значительное количество схем, позволяющих решить две основные задачи преобразовательной техники:

- улучшить гармонический состав выходного напряжения;
- увеличить максимальное выходное напряжение.

К наиболее интересным схемотехническим решениям можно отнести многоуровневые автономные инверторы.

Идею построения и управления многоуровневым инвертором рассмотрим на примере одного плеча трехфазного инвертора, изображенного на рис. 5.61.

Такой инвертор запитывается от источника со средней точкой. Роль делителя

напряжения обычно выполняют электролитические конденсаторы. Одно плечо инвертора содержит четыре последовательно включенных транзистора с обратными диодами. Схема дополняется двумя фиксирующими диодами (Clamped diode CD1, CD2). Способ управления транзисторами инвертора поясняет рис. 5.61.

Схема управления строится аналогично рассмотренной ранее схеме управления мостовым ШИП с поочередным алгоритмом управления.

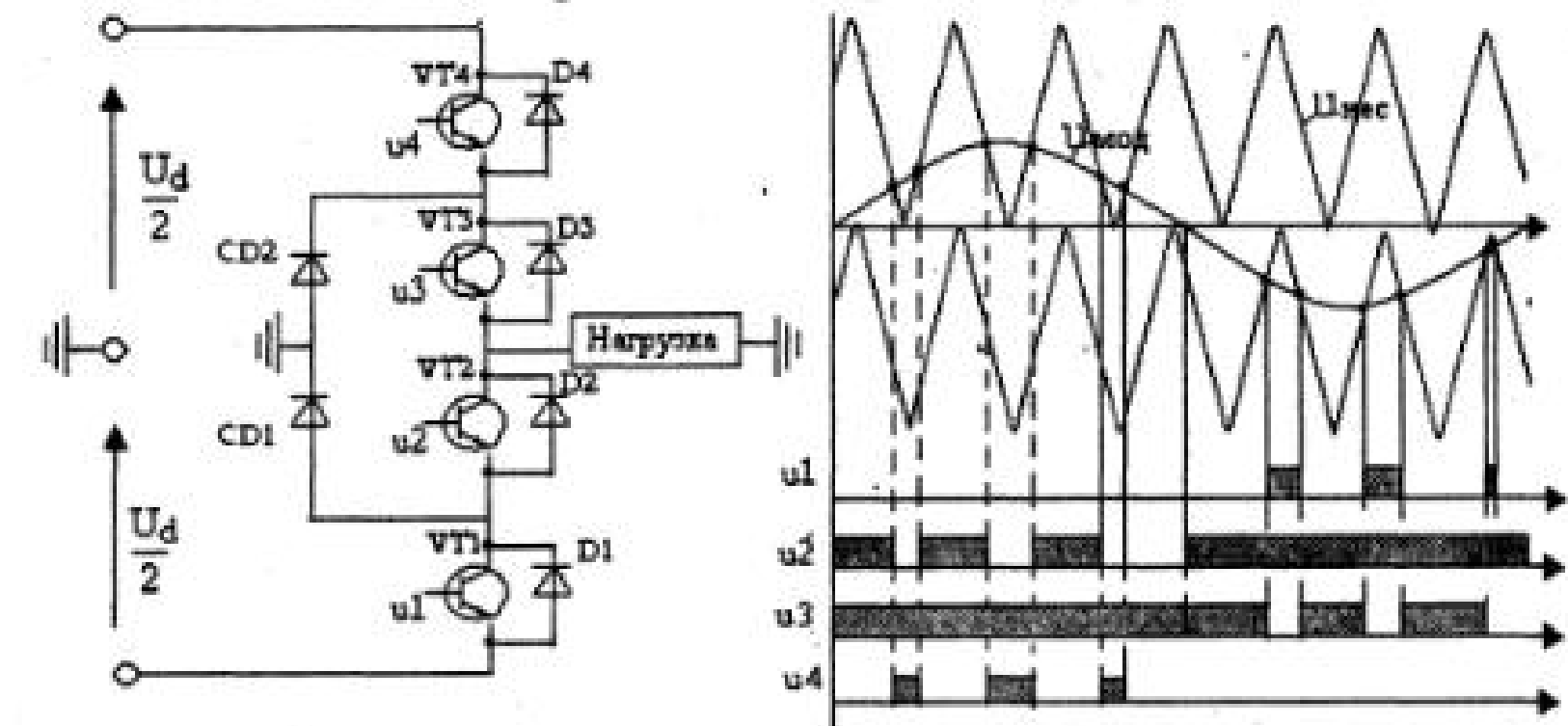


Рис. 5.61. Выходное напряжение трехуровневого инвертора

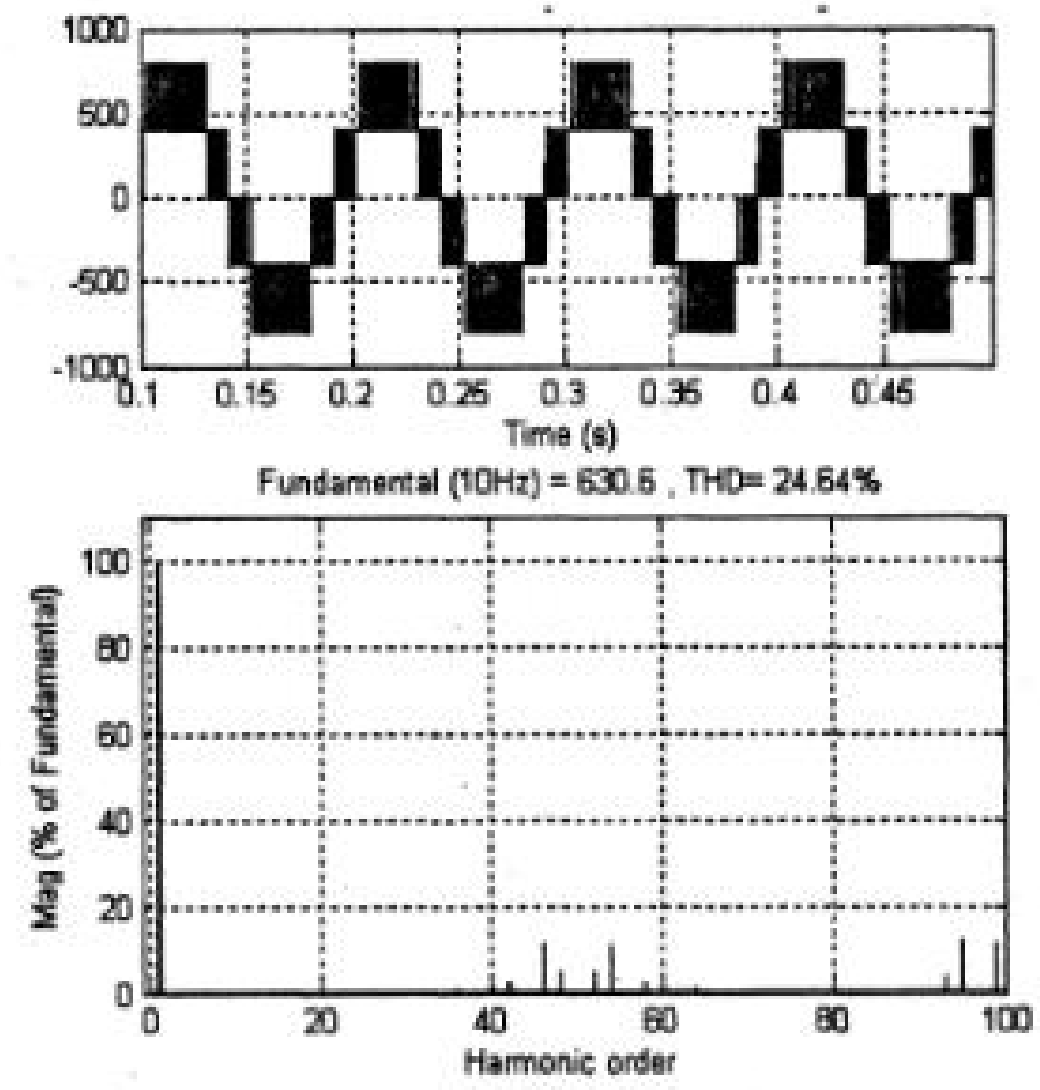


Рис. 5.62. Одноплечевой трехуровневый инвертор

При положительной полуволне модулирующего напряжения транзистор VT3 включен, транзистор VT1 выключен, а транзисторы VT2, VT4 переключаются в

моменты равенства модулирующего (синусоидального) и пилообразного напряжения несущей частоты. При отрицательной полуволне модулирующего напряжения переключаются транзисторы VT1, VT3, транзистор VT2 включен, а транзистор VT4 выключен. Аналогично, но со сдвигом модулирующего напряжения на 120°, управляются два других плеча трехфазного инвертора. Линейное выходное напряжение трехфазного инвертора и его спектр при  $f_{\text{нес}} = 500 \text{ Гц}$ ,  $f_{\text{мод}} = 10 \text{ Гц}$ ,  $m = 0,9$  показаны на рис. 5.62. Такой инвертор называется трехуровневым.

Модель трехфазного трехуровневого инвертора находится в файле *AIN\_3f\_3Level*.

## 5.10. Основные характеристики инверторов

К основным характеристикам инвертора относятся:

1. Регулировочная характеристика, представляющая собой зависимость выходного напряжения инвертора от напряжения управления (коэффициента модуляции).
2. Внешняя (нагрузочная) характеристика инвертора, представляющая собой зависимость напряжения на нагрузке от тока нагрузки.
3. Спектральные характеристики напряжения и тока в цепи переменного тока.
4. Энергетические характеристики, представляющие собой зависимости мощности на входе и выходе от тока нагрузки,
5. Электромагнитные характеристики-зависимости токов в цепи питания и токов в полупроводниковых элементах от тока нагрузки.

Исходными параметрами при анализе и расчете являются амплитуда первой гармоники выходного напряжения  $U_m(1)$ , частота этой гармоники и параметры нагрузки  $R_H$ ,  $L_H$ .

Параметры нагрузки обычно задаются безразмерными величинами:

- коэффициентом мощности

$$\cos \varphi_H = \frac{R_H}{\sqrt{R_H^2 + (\omega_1 L_H)^2}} \quad (5.38)$$

- либо относительной постоянной времени

$$\tau_H = \frac{\omega_1 L_H}{R_H} \quad (5.39)$$

При введенных параметрах амплитуда первой гармоники тока в нагрузке инвертора определяется из уравнения

$$I_m(1) = \frac{U_m(1)}{\sqrt{R_H^2 + (\omega_1 L_H)^2}} = \frac{U_m(1)}{R_H} \cos \varphi_H \quad (5.40)$$

Относительные средние и действующие токи в полупроводниковых элементах инвертора, а также относительный средний ток в источнике постоянного тока определяются по выражениям, представленным в таблице 5.2.

$\bar{I}_{T, \text{cp}} = \frac{I_{T, \text{cp}}}{I_m(1)}$	$\bar{I}_T = \frac{I_T}{I_m(1)}$	$\bar{I}_{D, \text{cp}} = \frac{I_{D, \text{cp}}}{I_m(1)}$	$\bar{I}_D = \frac{I_D}{I_m(1)}$	$\bar{I}_{\varphi} = \frac{I_{\varphi}}{I_m(1)}$
$\frac{1 + \cos \varphi_H}{2\pi}$	$\sqrt{\frac{\pi - \varphi_H + 0.5 \sin \varphi_H}{2\pi}}$	$\frac{1 - \cos \varphi_H}{2\pi}$	$\sqrt{\frac{\varphi_H + 0.5 \sin \varphi_H}{2\pi}}$	$\frac{\cos \varphi_H}{\pi}$

Таблица 5.2

Динамические характеристики АИ.

Как звено системы регулирования, автономный инвертор, аналогично ШИП, описывается аperiодическим звеном

$$W(s) = \frac{K}{T_0 s + 1}, \quad (5.41)$$

где  $T_0$  — период несущего сигнала (частота ГПН),  $K$  — коэффициент передачи, определяемый по регулировочной характеристике. Функциональная модель инвертора строится аналогично функциональной модели ШИП с той лишь разницей, что на вход подается переменный модулирующий сигнал.

## 5.11. Моделирование трехфазного инвертора

Модель трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ показана на рис. 5.63 (файл *AIN\_3f*).

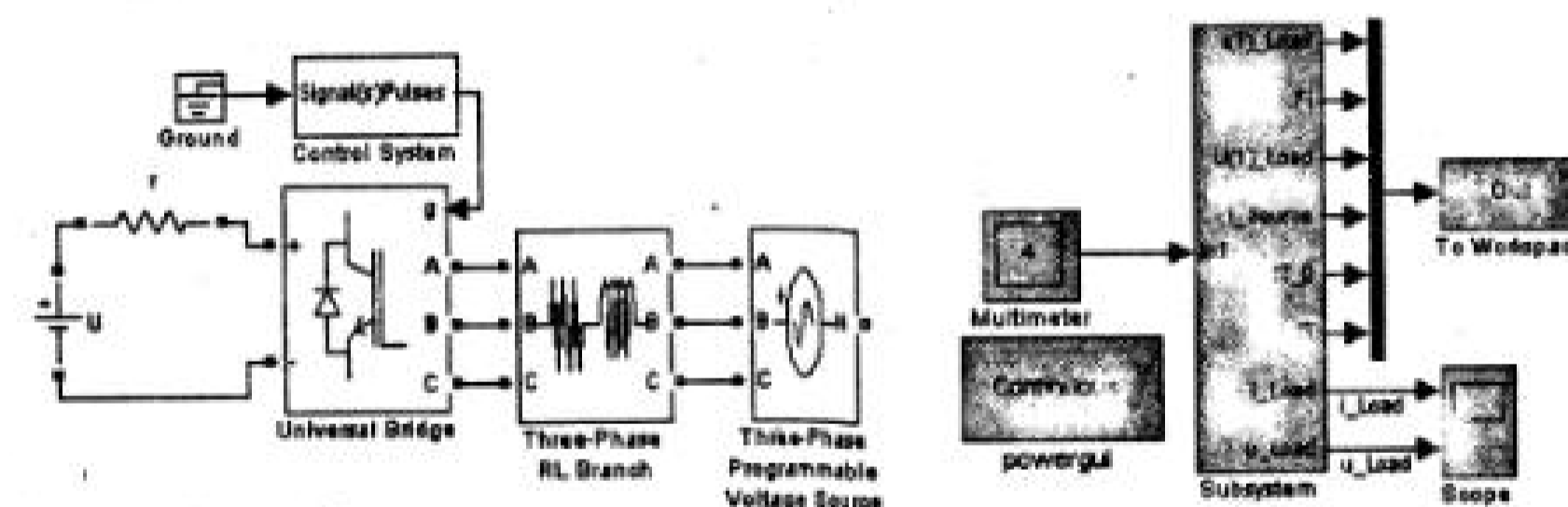


Рис. 5.63. Модель трехфазного инвертора с синусоидальной ШИМ

Параметры модели:

Напряжение питания  $U=540 \text{ В}$ , инвертор (Universal Bridge) — трехфазный мост на IGBT транзисторах, частота модулирующего напряжения — 25 Гц, коэффициент модуляции  $m=0,9$ , параметры нагрузки —  $L=0,1 \text{ Гн}$ ,  $R=10 \text{ Ом}$ , время моделирования — 0,5 с, шаг моделирования — 0,1 мс.

Программируемый источник, окно настройки которого показано на рис. 5.64, предназначен для изменения нагрузки инвертора в течение моделирования.

Измерительная часть модели содержит 5 блоков. Блоком Multimeter измеряются мгновенные значения тока нагрузки, напряжения нагрузки, тока в цепи питания и тока в полупроводниковом ключе инвертора. Блок Powergui служит

для спектрального анализа мгновенного тока и напряжения нагрузки, зафиксированных блоком Scope. Блок To Workspace служит для записи в рабочее пространство Matlab величин, измеренных блоком Subsystem. Содержание блока Subsystem представлено на рис. 5.65.

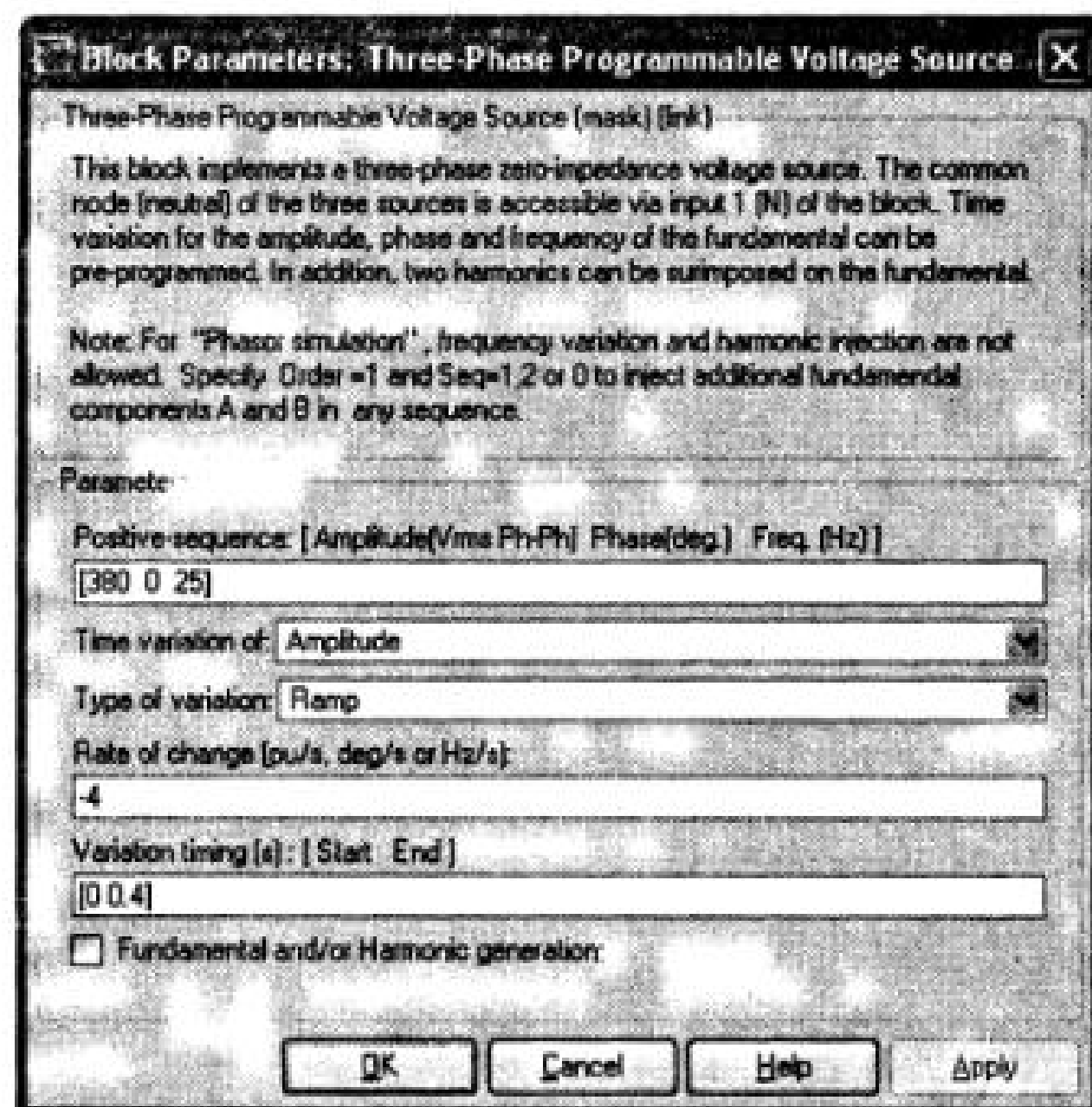


Рис. 5.64. Программируемый источник в нагрузке АИН

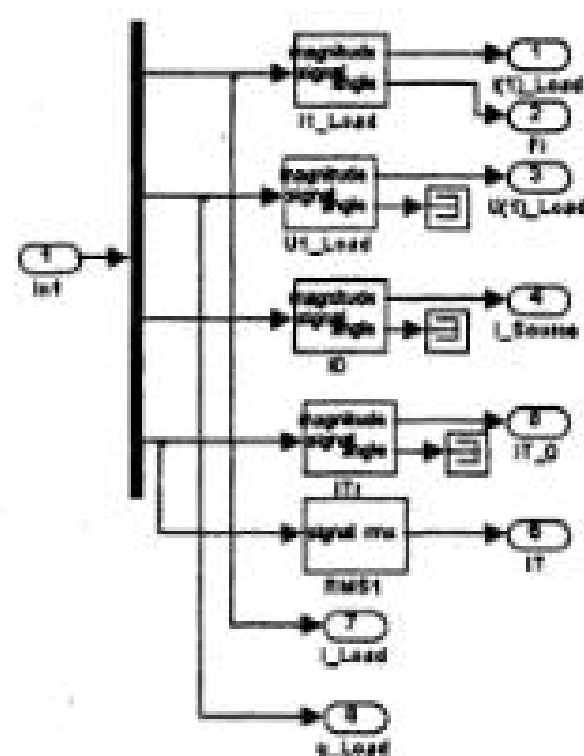


Рис. 5.65. Измерительная часть модели

**Листинг 5.2.**

```

I1Load=Out(:,1);
Fi=Out(:,2);
U1Load=Out(:,3);
ISource=Out(:,4);
IT0=Out(:,5);
IT=Out(:,6);
S11=(1.73*U1Load.*I1Load)/2;
P11=S11.*cos(Fi*pi/180);
Q11=S11.*sin(-Fi*pi/180);
subplot(3,1,1);
plot(I1Load,U1Load);
grid on;
ylabel("U Load (V)");
subplot(3,1,2);
plot(I1Load,ISource,I1Load,IT0,I1Load,IT);
grid on;
ylabel("I Source,IT0,IT (A)");
subplot(3,1,3);
plot(I1Load,S11,I1Load,P11);
grid on;
xlabel("Load current (A)");
ylabel("S1 (VA), P1 (Wt)");

```

В этом блоке последовательно измеряются:

- амплитуда первой гармоники тока нагрузки;
- фаза первой гармоники тока нагрузки;
- амплитуда первой гармоники напряжения нагрузки;
- средний ток питания инвертора;
- средний и эффективный токи в полупроводниковом ключе инвертора;
- мгновенные ток и напряжение нагрузки.

Для построения основных характеристик служит программа, представленная в листинге 5.2. Эти характеристики показаны на рис. 5.66.

Линейное напряжение на выходе инвертора и его спектр представлены на рис. 5.67. Ток на выходе инвертора и его спектр видны из рис. 5.68.

В настоящее время автономные инверторы все чаще используются в системах электропитания в качестве активных выпрямителей, активных фильтров, компенсаторов реактивной мощности и т. д. Во всех этих устройствах инвертор с одной стороны присоединен к источнику переменного напряжения, а с другой — к источнику постоянного напряжения.

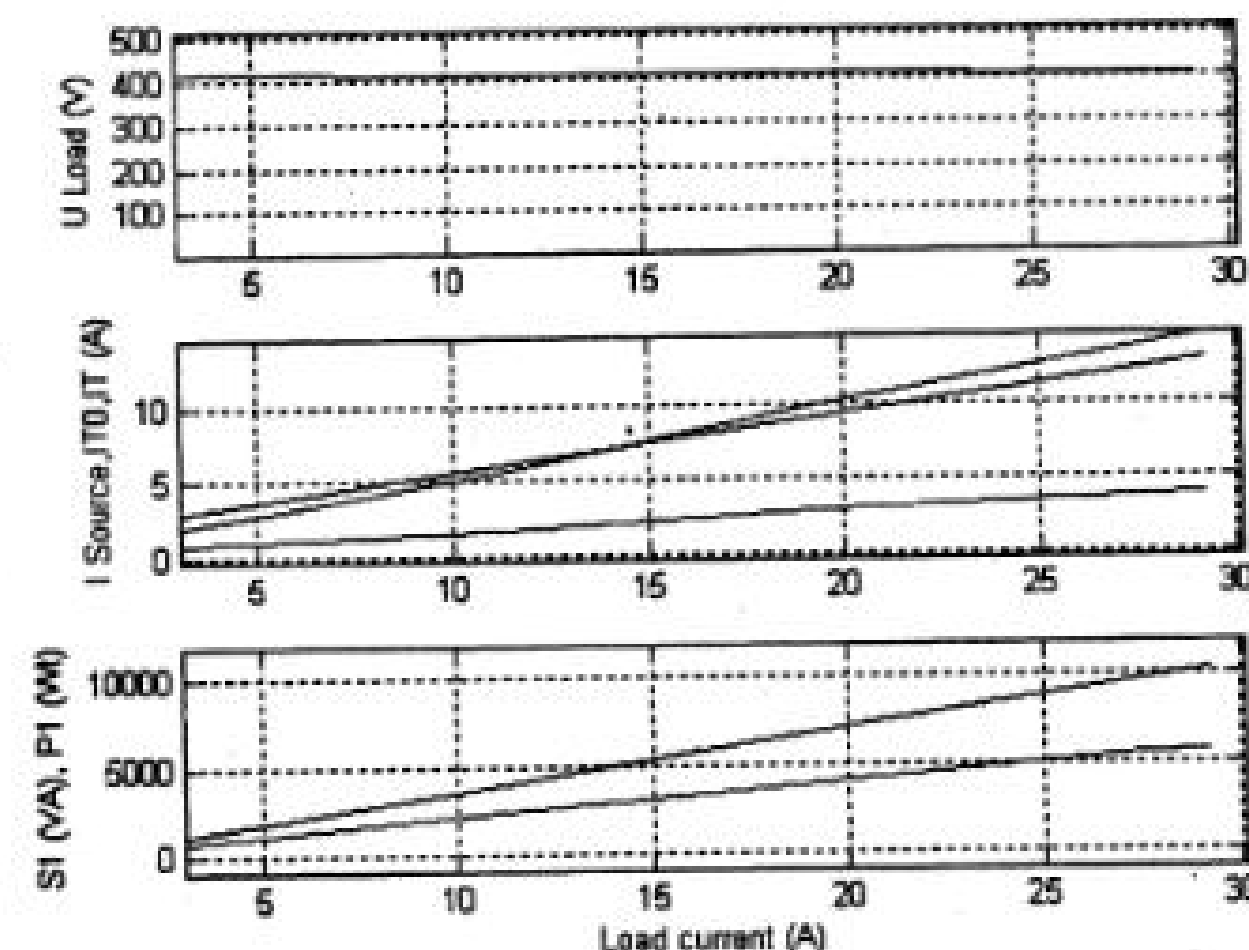


Рис. 5.66. Основные характеристики инвертора

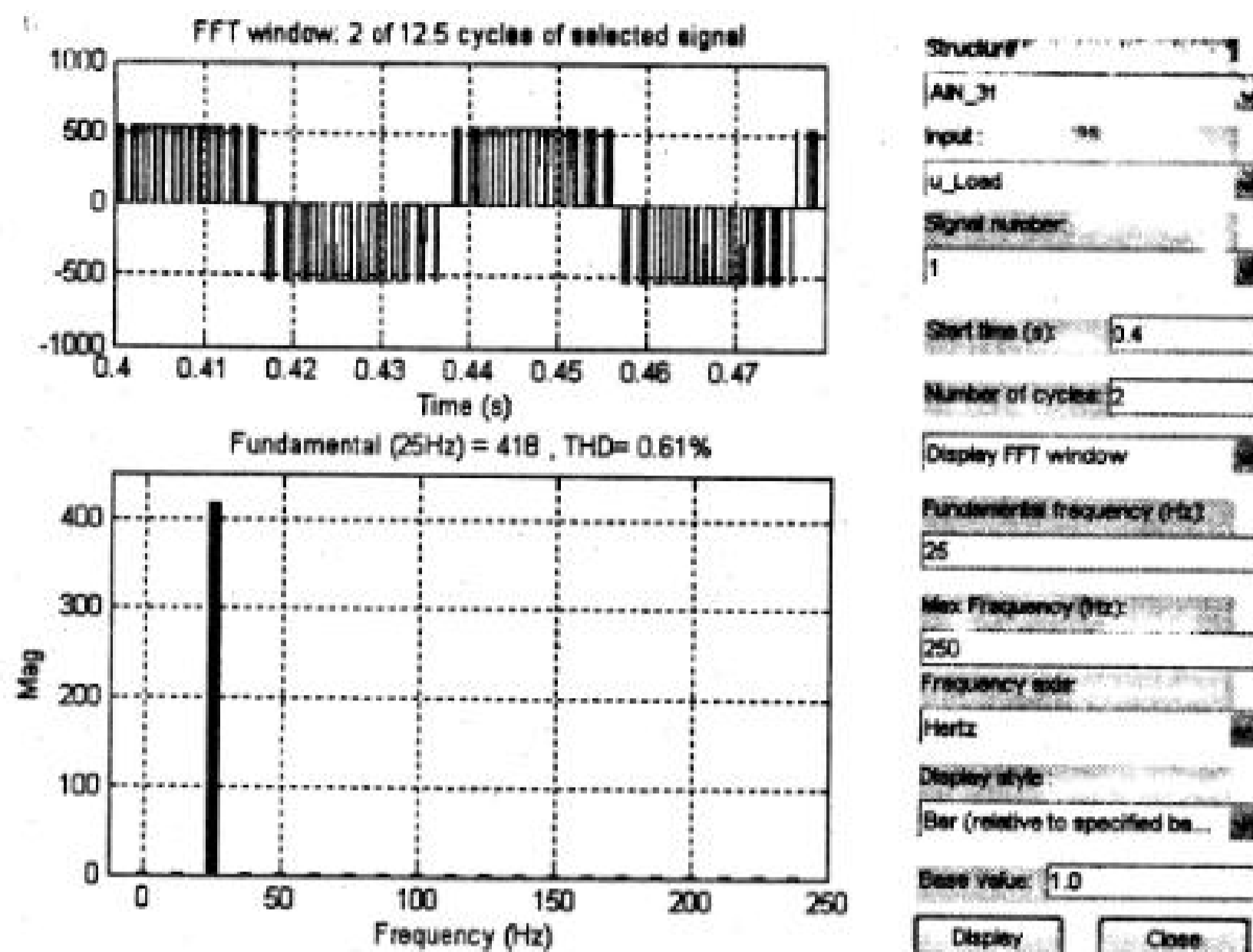


Рис. 5.67. Спектр выходного напряжения инвертора

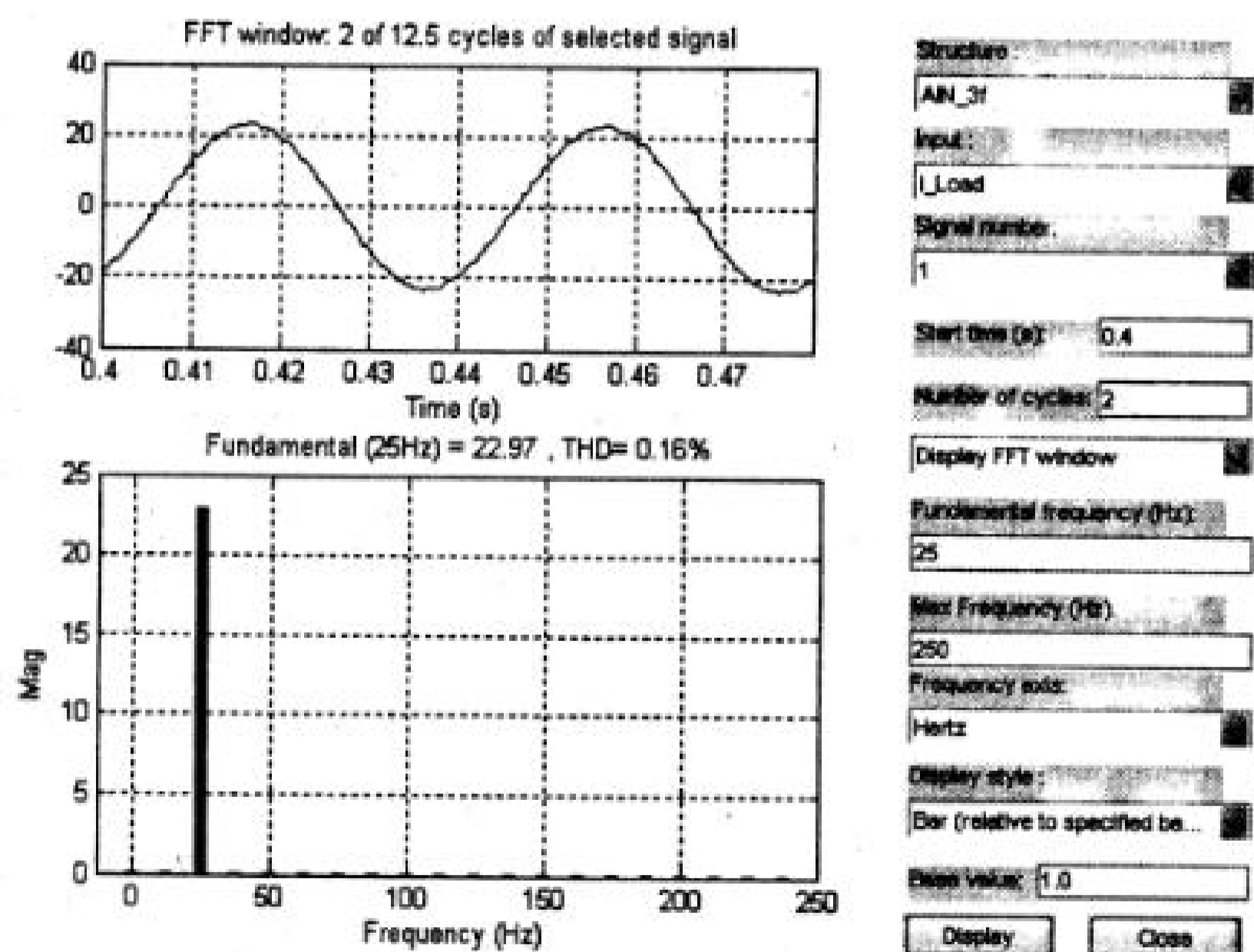


Рис. 5.68. Спектр тока на выходе инвертора

## 5.12. Модельное проектирование вторичных источников питания для силовых полупроводниковых преобразователей

### 5.12.1. Расчетная схема мехатронной подсистемы «сеть - вторичный источник питания - силовой полупроводниковый преобразователь - электрическая машина»

В значительном количестве применений первичным источником питания мехатронных систем является сеть переменного тока. В этом случае широтно-импульсные преобразователи и автономные инверторы запитываются от вторичных источников питания (ВИП). К этим ВИП, кроме обычных требований, предъявляются специфические требования, которые обусловлены необходимостью управлять запасенной (иногда генерируемой) механической системой кинетической или потенциальной энергией.

Описанные в данной главе реверсивные управляемые выпрямители обеспечивают обмен энергией между исполнительной машиной постоянного тока и сетью переменного тока, эти преобразователи не требуют дополнительных вторичных источников питания.

Полупроводниковые преобразователи со звеном постоянного тока (ШИП, АИ) с рассмотренными алгоритмами управления обладают способностью передавать энергию как от источника постоянного тока к исполнительной машине, так и от машины к источнику, т. е. такие преобразователи обладают двухсторонней управляемой энергетической связью. Таким свойством без специально принятых мер не обладает вторичный источник питания.

Поэтому необходимо оценить количество энергии, которое будет генерироваться мехатронной системой в установившихся и переходных режимах работы и на этой базе осуществить проектирование ВИП.

С этой целью рассмотрим различные варианты ВИП и оценим их свойства рассеивать или рекуперировать энергию, накопленную во вращающихся или перемещающихся механических частях.

Вторичный источник питания, как правило, включен между сетью переменного тока и СПП. В системах постоянного тока роль СПП обычно выполняет широтно-импульсный преобразователь (ШИП), в системах переменного тока - автономный инвертор (АИ). Как в первом, так и во втором случае ВИП выполняет функцию выпрямителя, к которому, кроме обычных требований, предъявляются специфические требования, обусловленные необходимостью управлять запасенной (иногда генерируемой) механической системой кинетической или потенциальной энергией.

Расчетная схема подсистемы, включающая вторичный источник питания и силовой преобразователь с электрической машиной, представлена на рис. 5.69. В этой схеме силовой преобразователь вместе с машиной заменен пассивной R, L нагрузкой и управляемым источником эдс E.

Такая замена справедлива и для систем постоянного тока с ШИП, и для систем переменного тока с АИ. На выходе ВИП всегда включается конденсатор фильтра.

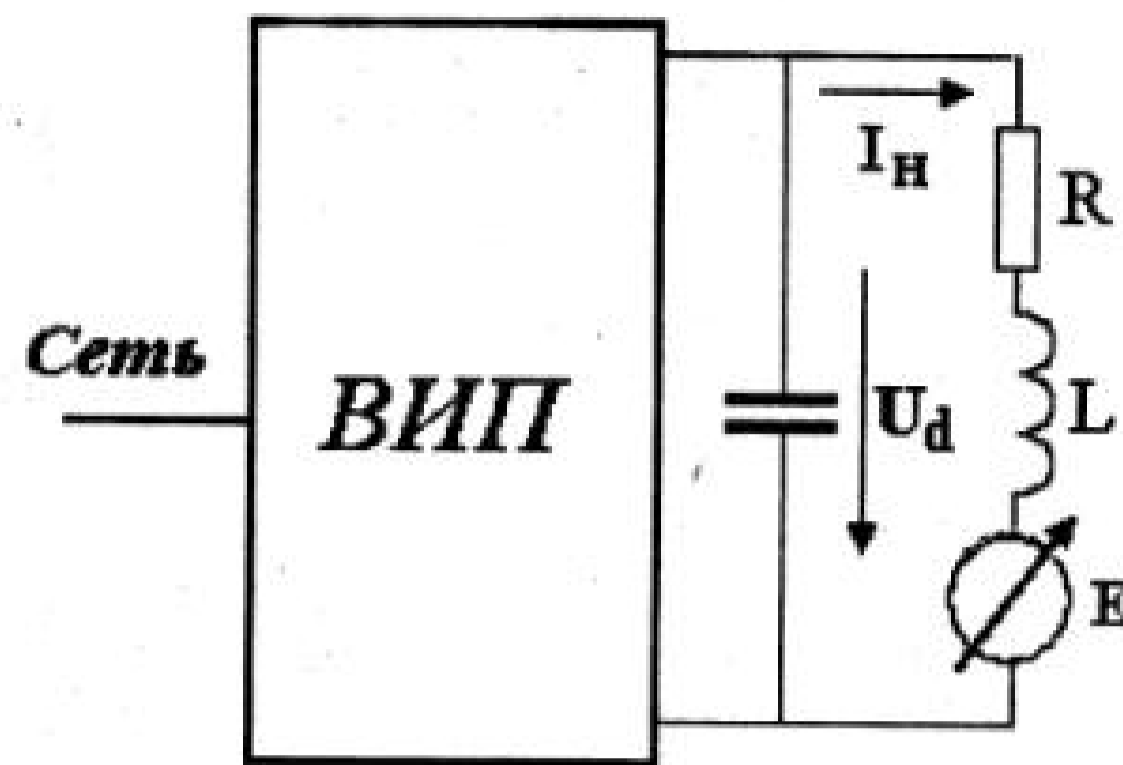


Рис. 5.69. Расчетная схема для ВИП

Дальнейший анализ осуществляется при условии, что переходные электромагнитные процессы в эквивалентной  $R, L$  нагрузке протекают значительно быстрее, чем переходные механические процессы в электроприводе. В этом случае при анализе ток нагрузки можно принять равным:

$$I_H = \frac{U_d - E(t)}{R}, \quad (5.42)$$

где  $E(t)$  — противо эдс исполнительной машины, приведенная к цепи питания преобразователя.

Если электрическая машина, включенная на выходе преобразователя, работает в двигательном режиме, то напряжение  $U_d$  на конденсаторе фильтра превышает противо эдс  $E$  и ток в нагрузке положительный, а энергия направлена от сети к машине. Если электрическая машина, включенная на выходе преобразователя, работает в генераторном режиме, то противо эдс  $E$  превышает напряжение  $U_d$  на конденсаторе фильтра, ток в нагрузке отрицательный, а энергия направлена от машины. В этом случае ВИП должен создавать пути для протекания отрицательного тока нагрузки во избежание нарастания напряжения на конденсаторе выше допустимого.

Ниже рассмотрены различные варианты ВИП с оценкой их свойств рассеивать или рекуперировать энергию, накопленную во вращающихся или перемещающихся механических частях мехатронной системы. При этом исследуются характеристики ВИП, позволяющие оценить эти свойства. К таким характеристикам отнесены:

- Нагрузочная (внешняя) характеристика ВИП, показывающая влияние тока в нагрузке на выходное напряжение ВИП.
- Энергетические характеристики, позволяющие оценить мощность на входе и выходе ВИП от тока нагрузки.
- Электромагнитные характеристики, представляющие зависимости тока на входе и в полупроводниковых элементах ВИП от тока нагрузки.

### 5.12.2. Выпрямитель с фильтром в качестве ВИП.

Выпрямитель не создает пути протекания отрицательного тока и потому обладает только односторонней энергетической связью. Отрицательный ток в нагрузке заряжает конденсатор фильтра до напряжения, превышающее амплитудное напряжение питания. Потому установившийся генераторный режим электрической машины такой ВИП не обеспечивает. В переходных режимах превышение напряжения на конденсаторе фильтра над амплитудой питания можно оценить по приближенной формуле

$$\Delta U_d = \sqrt{\frac{J \Delta \omega^2}{C_\phi}}, \quad (5.43)$$

где  $J$  ( $\text{Кгм}_2$ ) — момент инерции машины и приведенной нагрузки,  $\Delta \omega$  ( $1/\text{с}$ ) — разница начальной и конечной скорости при торможении.

*Модельное исследование выпрямителя с фильтром в качестве ВИП.*

Модель выпрямителя с фильтром, предназначенная для снятия характеристик ВИП, представлена на рис.5.70 (файл *Wyp\_3f*).

Модель содержит трехфазный источник питания (Three-Phase Source), трехфазный выпрямитель (Universal Bridge), емкостной фильтр ( $C_f$ ), нагрузку ( $L, R, E_0$ ) блок задания противо эдс в нагрузке (Repeating Sequence), блоки измерения напряжений и токов на входе и выходе ВИП ( $V1, I1, V2, I2$ ). Для наблюдения мгновенных токов на входе и выходе, а также напряжения на выходе схемы, служит блок Scope. Для записи значений измеренных величин в рабочее пространство служит блк To Workspace. Измерение тока в диоде выпрямителя осуществляется блоком Multimeter. Блоки Goto и From предназначены для передачи соответствующих сигналов в пределах модели.

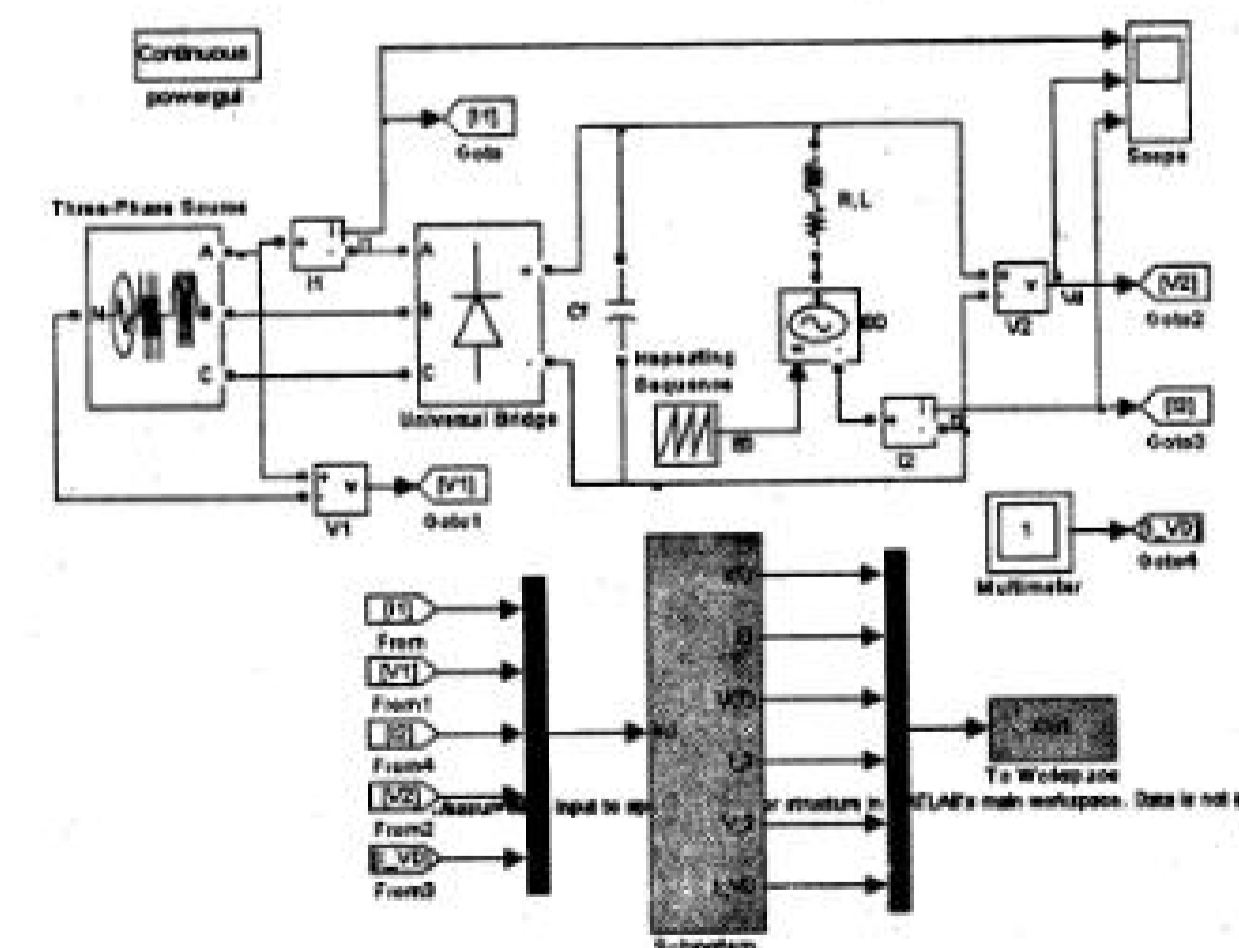


Рис. 5.70. Модель для исследования ВИП на выпрямителе

Реализация управляемой противо эдс в нагрузке осуществляется двумя блоками. Источником управляемого напряжения (Control Voltage Source), обозначенного в модели через E0 и настраиваемым генератором Repeating Sequence, окна настройки которых показаны на рис.5.71.

В полях окна блока Control Voltage Source задаются: Initialize[Инициализация]. При установке флажка выполняется инициализация источника с заданными начальными параметрами.

Source type – тип источника указывается, если требуется инициализация источника. Если инициализация источника не задана, то параметр недоступен. Значение параметра выбирается из списка:

- AC – источник переменного напряжения,
- DC – источник постоянного напряжения .

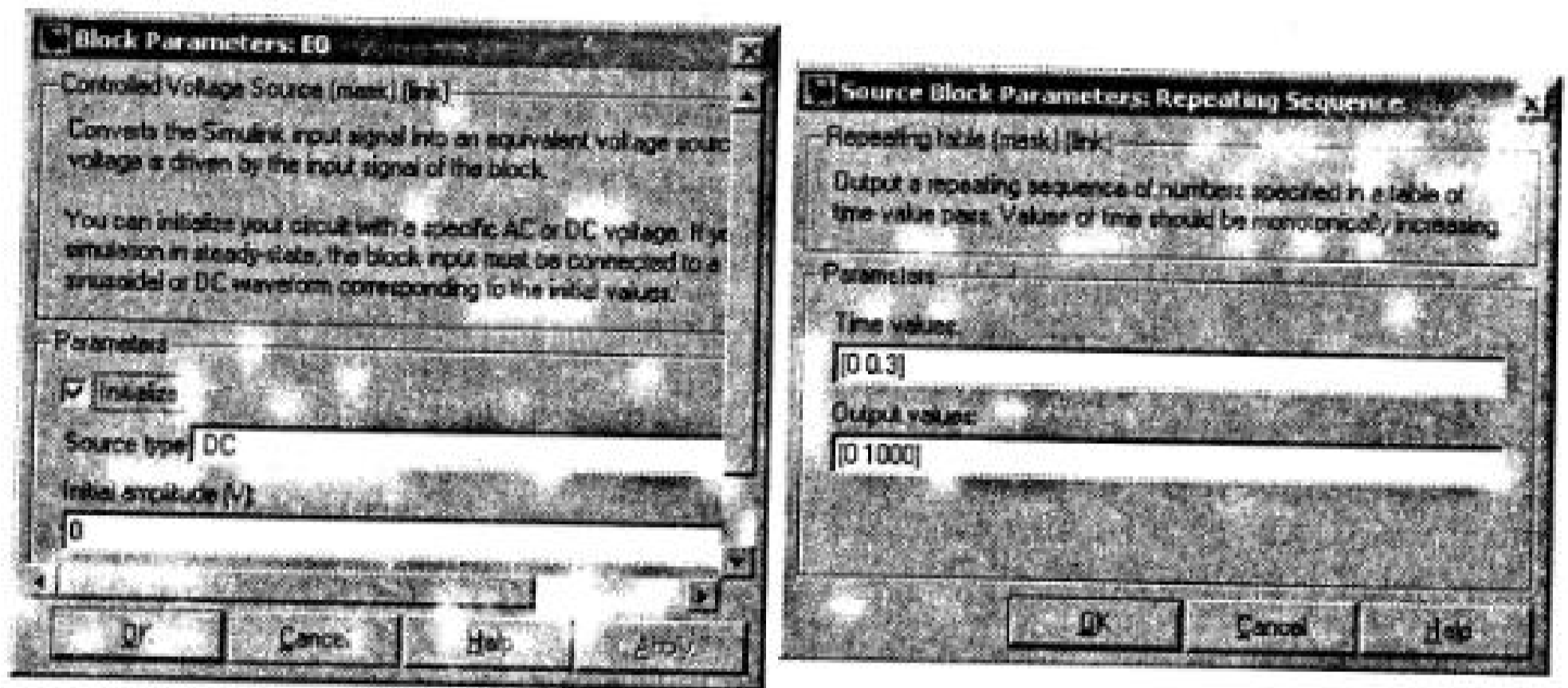


Рис. 5.71. Окна настройки параметров управляемых источников

- Initial amplitude – начальное значение выходного напряжения источника.
- Measurements – измеряемые переменные. Параметр позволяет выбрать, передаваемые в блок Multimeter, переменные.

В полях окна параметров генератора Repeating Sequence задаются:

- Time values – начальное и конечное время изменения сигнала;
- Output values – начальное и конечное значение сигнала.

Конечное время изменения сигнала задается равным времени симуляции. Скорость изменения сигнала выбирается такой, при которой электромагнитные процессы в нагрузке можно не учитывать.

Модель (рис.5.72) измерительной части (Subsystem) содержит:

- блок для измерения амплитуды и фазы первой гармоники тока питания (I1);
- блок для измерения амплитуды первой гармоники напряжения питания (V1);
- блок для измерения постоянной составляющей тока диода выпрямителя (IVD).

Все перечисленные блоки осуществляют Фурье разложение входного сигнала. В полях окна параметров блоков задаются частота и номер измеряемой гармоники.

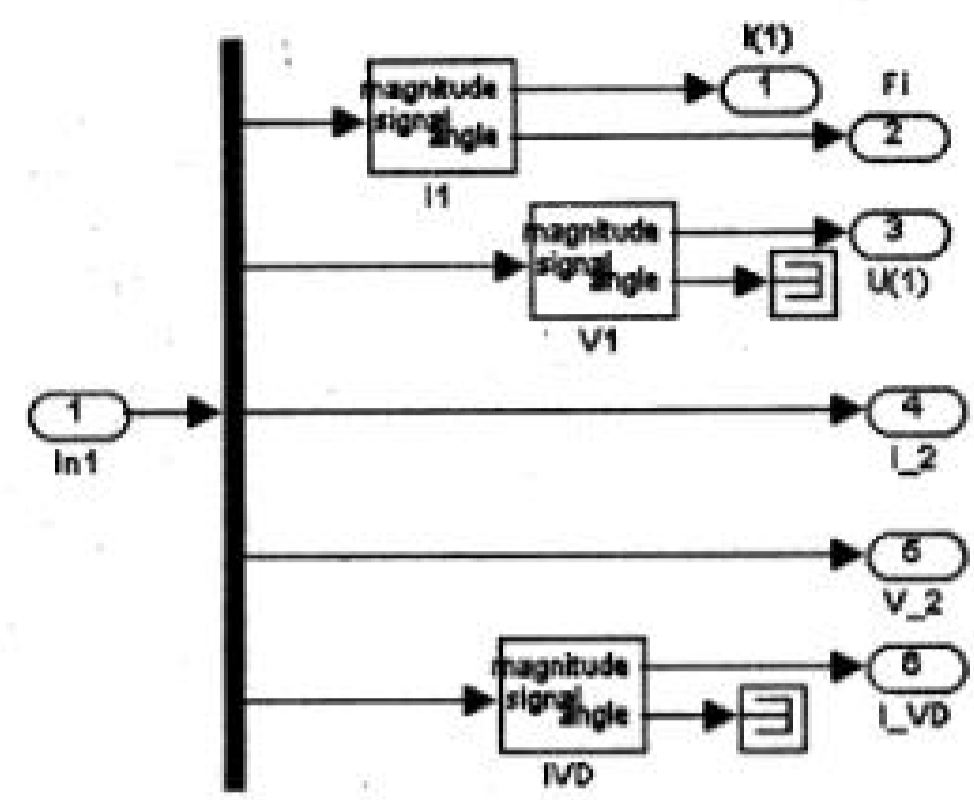


Рис. 5.71. Измерительная часть модели ВИП <-3.5 А. на выпрямителе

Внешняя, энергетические и электромагнитные характеристики рассмотренного ВИП рассчитываются MATLAB – программой, представленной в листинге 5.3. Эти характеристики показаны на рис.5.73. Из этих характеристик следует, что до тока в нагрузке -2 А энергия, поступающая из нагрузки, рассеивается на элементах ВИП и в нагрузке. При токе в нагрузке <-2 А энергия, поступающая из нагрузки, частично накапливается в конденсаторе фильтра ВИП. Напряжение на конденсаторе возрастает до бесконечности уже при токе нагрузки

**Листинг 5.3**

```

I1=Out(:,1);
Fi=Out(:,2);
V1=Out(:,3);
I2=Out(:,4);
V2=Out(:,5);
I_VD=Out(:,6);
S11=(1.5*V1.*I1);
P11=S11.*cos(Fi*pi/180);
P2=V2.*I2;
subplot(3,1,1);
plot(I2,V2,I2,0);grid on;
ylabel("V2 (V)");
subplot(3,1,2);
plot(I2,P11,I2,P2);grid on;
ylabel("P1(W),P2(W)");
text(-2.5,500,'P1');
text(-1.5,-2000,'P2');
subplot(3,1,3);
plot(I2,I1,I2,I_VD);grid on;
xlabel("I2 (A)");
ylabel("I1(A),I_VD(A)");
text(3.2,3,'I-VD');
text(3.2,6.5,'I1');
    
```

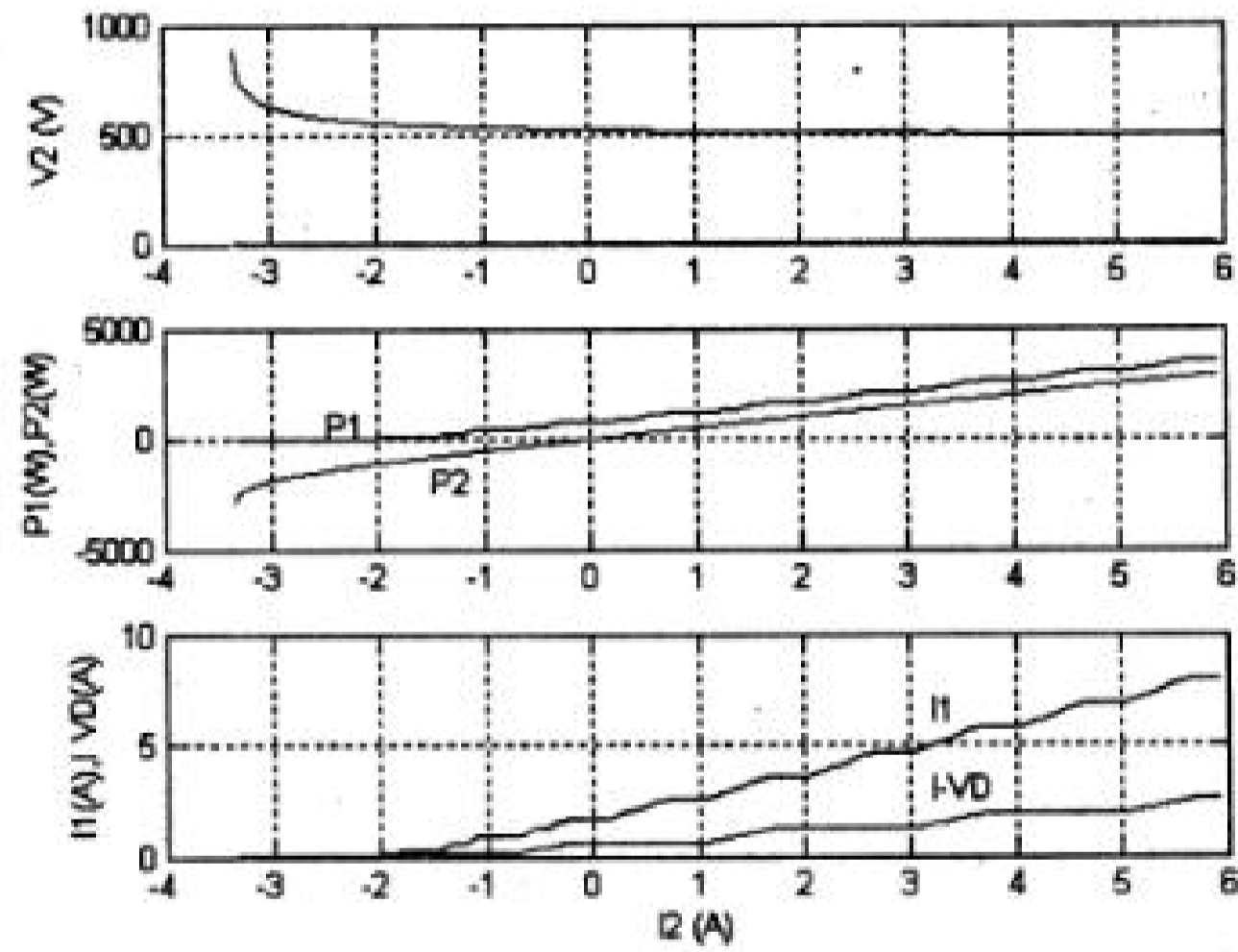


Рис. 5.73. Характеристика ВИП на выпрямителе

### 5.12.3. Выпрямитель с цепью сброса энергии в качестве ВИП

Схема ВИП с выпрямителем и цепью сброса энергии показана на рис.5.74

В этой схеме транзисторный ключ VT0 совместно с сопротивлением  $R_0$  образуют цепь сброса энергии, накопленной во вращающейся части системы. Транзистор включен в замкнутую систему регулирования, на вход которой подается напряжение задания ( $U_0^*$ ) и напряжение обратной связи ( $U_0$ ) с конденсатора фильтра. При этом напряжение задания равно амплитуде линейного напряжения сети. Цепь сброса энергии включается в работу, когда напряжение на конденсаторе достигнет значения амплитуды линейного напряжения сети.

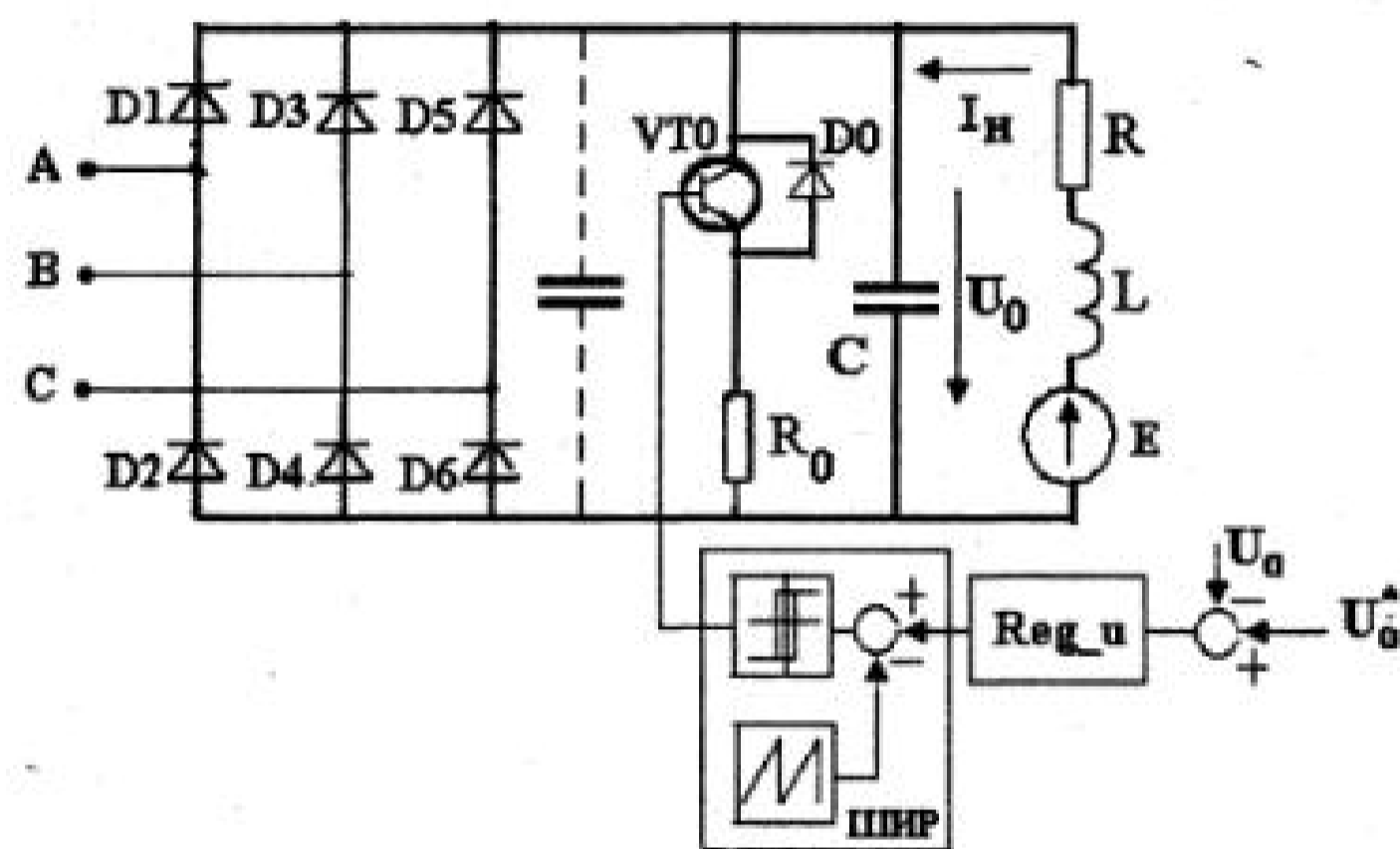


Рис. 5.74. Схема ВИП с выпрямителем и цепью сброса энергии

В схеме на периоде коммутации генератора пилообразного напряжения ( $T_0$ ) образуются два коммутационных интервала, схемы замещения на которых представлены на рис.5.75.

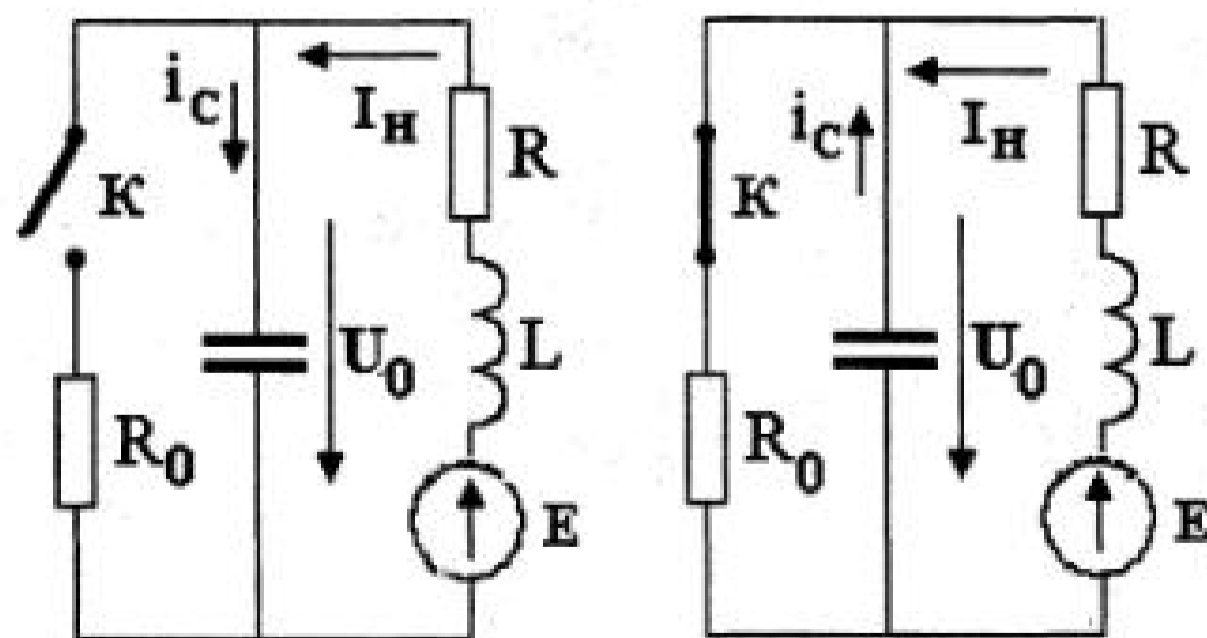


Рис. 5.75. Расчетные схемы замещения ВИП с цепью сброса энергии

Анализ схемы осуществляется при следующих допущениях:

- Ток нагрузки на периоде коммутации постоянен и определяется из уравнения (5.42);

- Напряжение на конденсаторе на периоде коммутации постоянно;

- Средний ток в конденсаторе на периоде коммутации равен нулю.

Обозначив длительность первого интервала как  $\gamma$ , с учетом отмеченных допущений, получим:

$$\begin{aligned} i_c &= \gamma I_H, \quad \text{при} \quad (n-1)T_0 < t < n\gamma T_0, \\ i_c &= (1-\gamma) \left( \frac{U_0}{R_0} - I_H \right), \quad \text{при} \quad n\gamma T_0 < t < nT_0, \end{aligned} \quad (5.44)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ,  $\gamma T_0$  - период коммутации генератора пилообразного напряжения,  $0 < \gamma < 1$  - относительная длительность первого интервала.

Откуда можно найти значение напряжения на конденсаторе

$$U_0 = \frac{R_0 I_H}{1-\gamma} \quad (5.45)$$

и требуемую регулировочную характеристику схемы

$$\gamma = 1 - \frac{R_0 I_H}{U_d} \quad (5.46)$$

где  $U_d = \sqrt{3}U_m$ ,  $U_m$  - амплитуда фазного напряжения питающей сети.

Из последнего выражения следует, что цепь сброса обеспечивает ограничение

напряжения до тех пор, пока  $I_H \leq \frac{U_d}{R_0}$ , откуда при известном токе можно определить величину гасящего сопротивления.

Стабилизацию напряжения можно обеспечить применением релейного регулятора в схеме управления. В этом случае отпадает надобность в генераторе пилообразного напряжения и регуляторе Reg\_u (рис.5.74).

*Модельное исследование выпрямителя с цепью сброса энергии в качестве ВИП.*

Модель ВИП с релейным регулятором в цепи сброса энергии показана на рис.5.76 (файл VTP\_1.mdl).

**Листинг 5.4**  
 $I1=Out1(:,1);$   
 $Fi=Out1(:,2);$   
 $V1=Out1(:,3);$   
 $I2=Out1(:,4);$   
 $V2=Out1(:,5);$   
 $I\_VT0=Out1(:,6);$   
 $I\_VD0=Out1(:,7);$   
 $S11=(1.5*V1.*I1);$   
 $P11=S11.*cos(Fi*pi/180);$   
 $P2=V2.*I2;$   
 $subplot(3,1,1);$   
 $plot(I2,V2,I2,0);grid on;$   
 $ylabel('V2 (V)');$   
 $subplot(3,1,2);$   
 $plot(I2,P11,I2,P2);grid on;$   
 $ylabel('P1(W),P2(W)');$   
 $text(-12,1000,'P1');$   
 $text(-7,-2000,'P2');$   
 $subplot(3,1,3);$   
 $plot(I2,I1,I2,I\_VT0,I2,I\_VD0);$   
 $grid on;$   
 $xlabel('I2 (A)');$   
 $ylabel('I1(A),I\_VT0(A),I\_VD0(A)');$   
 $text(-12,12,'I1');$   
 $text(6,5,'I\_VD0');$

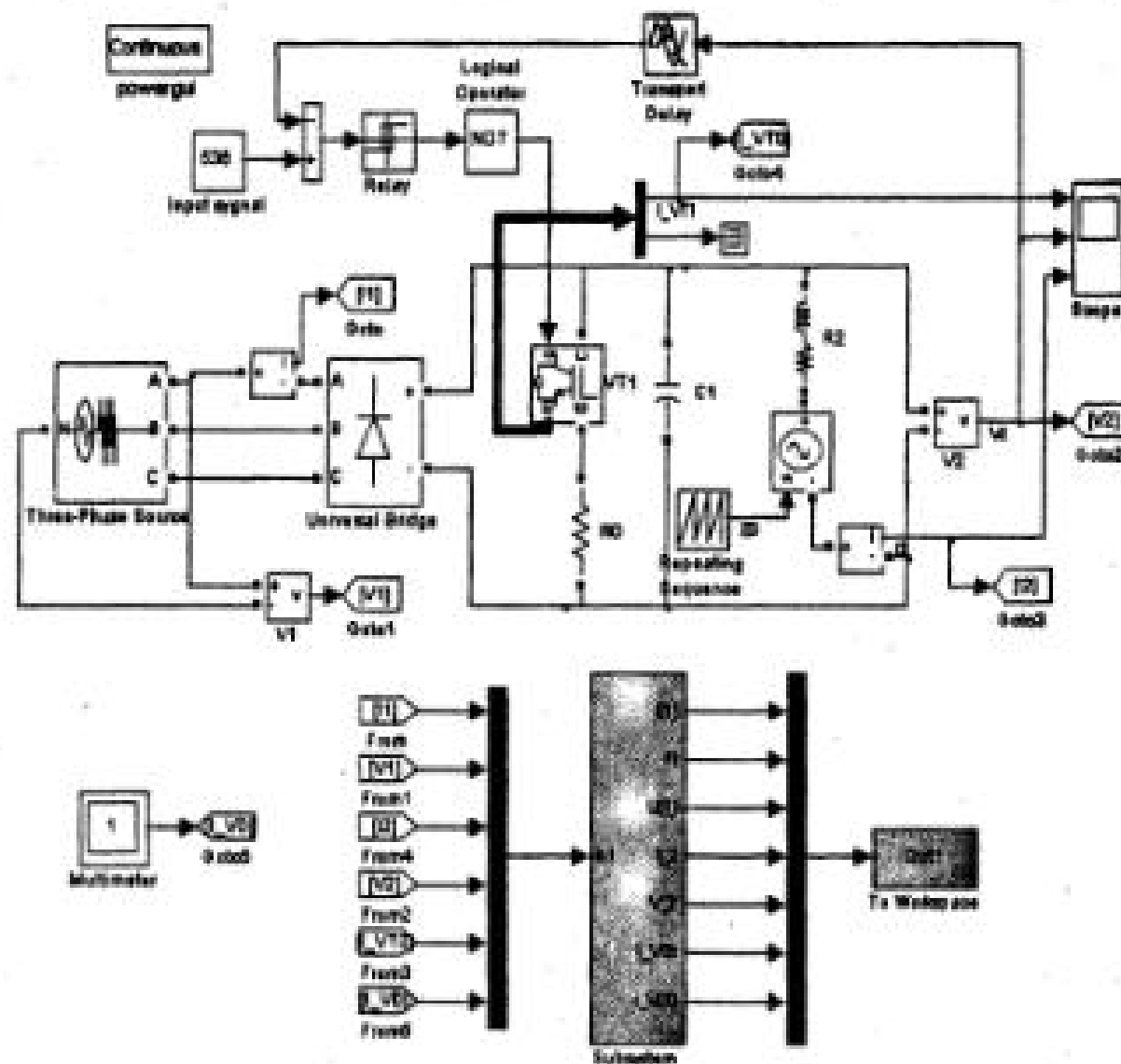


Рис. 5.76. Модель ВП с цепью сброса энергии

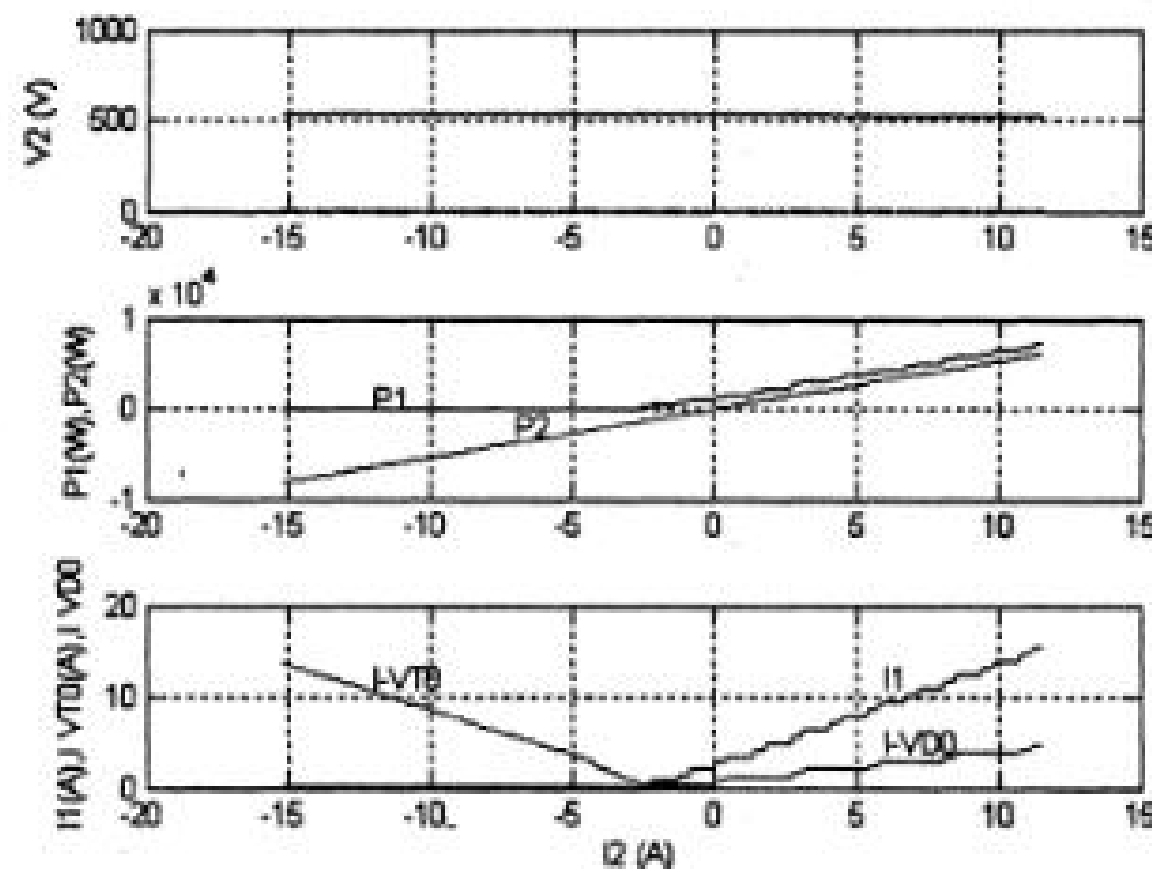


Рис. 5.77. Характеристики ВП с цепью сброса

По сравнению с предыдущей моделью (рис.5.70) здесь добавлен транзистор сброса энергии (VT1), который управляется от релейного регулятора. На вход последнего подается базовый сигнал, равный амплитудному значению напряжения сети, и сигнал обратной связи с конденсатора фильтра. В блоке Subsystem включен дополнительный блок Фурье разложения для определения среднего тока в транзисторе (I-VT0).

Внешняя, энергетические и электромагнитные характеристики рассмотренного ВП рассчитываются MALAB – программой, представленной в листинге 5.4. Эти характеристики показаны на рис. 5.77. Из этих характеристик следует, что напряжение на конденсаторе фильтра остается неизменным при отрицательных токах.

При токе в нагрузке  $< -2$  А энергия, поступающая из нагрузки, рассеивается в сопротивлении  $R0$ , при этом токе из сети энергия перестает поступать.

#### 5.12.4. Выпрямитель с широтно-импульсным стабилизатором в качестве ВП.

Схема ВП с широтно-импульсным стабилизатором показана на рис.5.78.

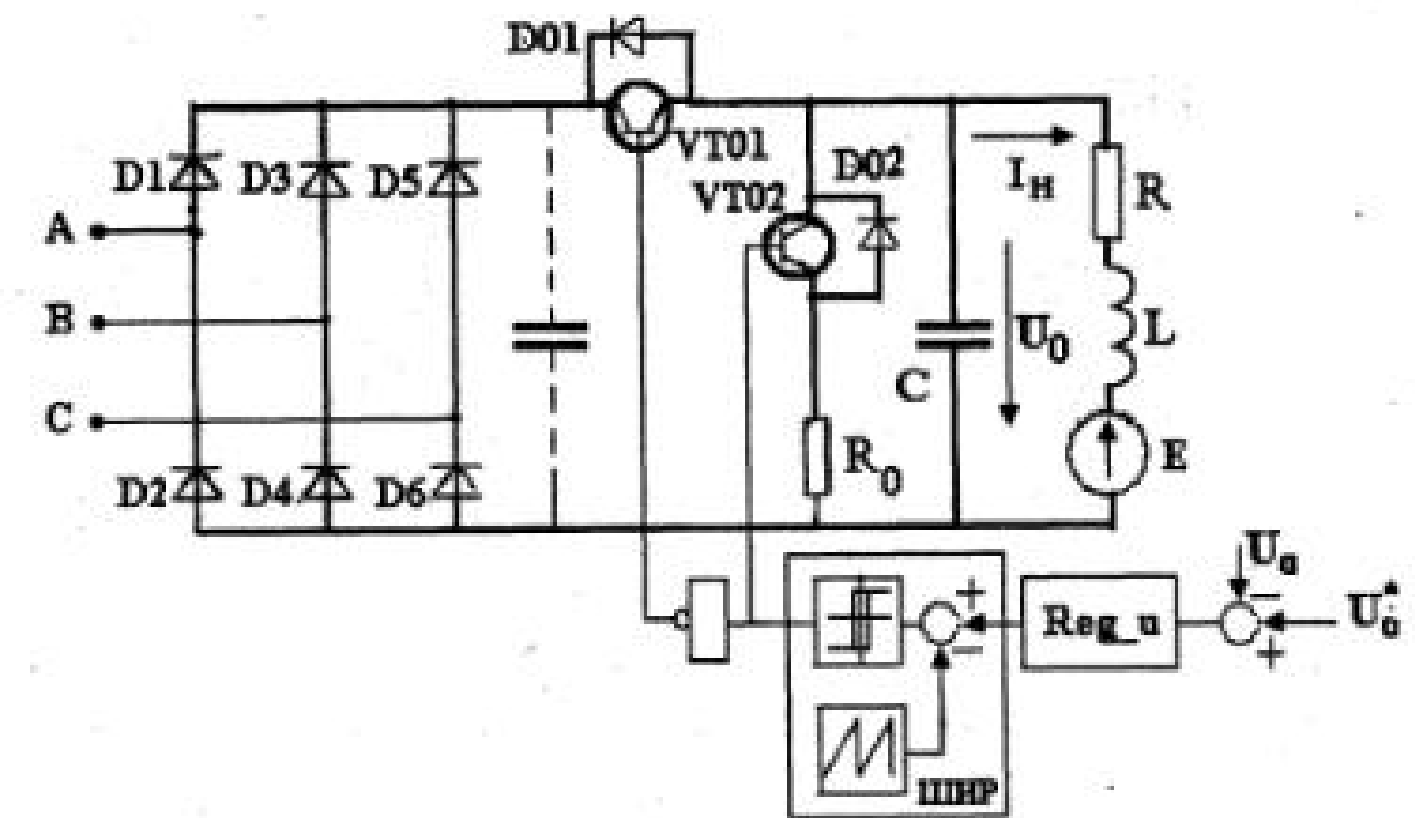


Рис. 5.78. ВП с широтно-импульсным стабилизатором

В этой схеме транзисторные ключи VT01 и VT02 включаются в противофазе. Транзисторный ключ VT01 обеспечивает подзаряд конденсатора от выпрямителя. Транзисторный ключ VT02 совместно с сопротивлением  $R0$  образуют цепь сброса энергии, накопленной во вращающейся части системы. Стабилизатор включен в замкнутую систему регулирования, на вход которой подается напряжение задания ( $U_0^*$ ) и напряжение обратной связи ( $U_0$ ) с конденсатора фильтра. В этой схеме напряжение  $U_0^*$  может быть задано меньше линейного амплитудного напряжения сети.

В этой схеме, также как и в предыдущей, на периоде выходной частоты генератора пилообразного напряжения образуется два коммутационных интервала. Расчетные схемы на этих интервалах показаны на рис.5.79.

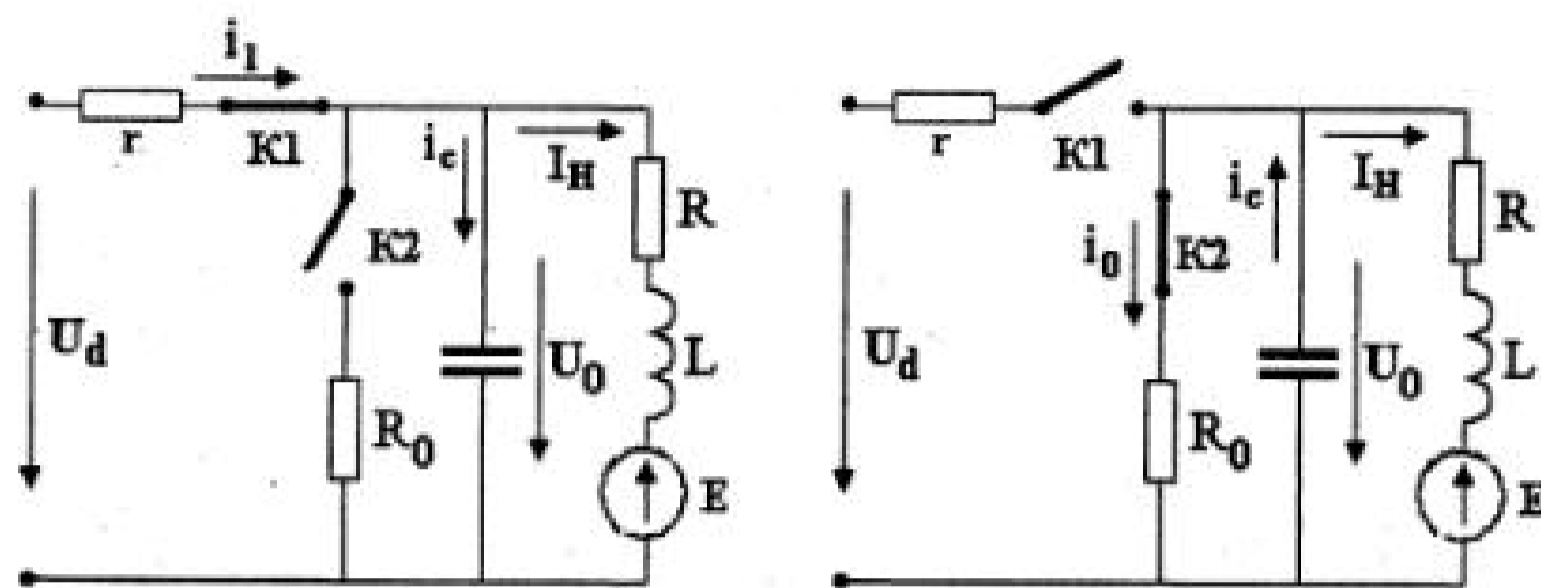


Рис. 5.79. Расчетные схемы замещения ВИП с широтно-импульсным стабилизатором

При учете выше принятых допущений напряжение на выходе стабилизатора находится из уравнения

$$\frac{U_0}{U_d} = \frac{\gamma \mp \frac{r I_H}{U_d}}{\gamma + \frac{r}{R_0}(1-\gamma)} \quad (5.47)$$

В уравнении (5.47) знак минус соответствует двигательному режиму работы исполнительской машины, когда энергия передается от сети к машине, знак плюс соответствует генераторному режиму работы исполнительской машины, когда энергия рассеивается в сопротивлениях  $R_0$  и  $R$ .

Для управления стабилизатором может быть использован линейный и релейный (с гистерезисом) регулятор напряжения.

Модельное исследование выпрямителя с ВИП с широтно-импульсным стабилизатором. Модель ВИП с широтно-импульсным стабилизатором и релейным регулятором напряжения представлена на рис.5.80 (файл VIP\_2.mdl).

Содержание блока Subsystem показано на рис.5.81.

В этом блоке последовательно измеряются:

- амплитуда первой гармоники тока сети  $I(1)$ ;
- фаза первой гармоники тока сети  $F_i$ ;
- амплитуда первой гармоники напряжения фазы сети  $U(1)$ ;
- средний ток в нагрузке  $I_2$ ;
- среднее напряжение на нагрузке  $V_2$ ;
- средний ток в полупроводниковом ключе VT1 ( $I_{VT1}$ );
- средний ток в полупроводниковом ключе VT2 ( $I_{VT2}$ );
- средний ток в полупроводниковом выпрямительного моста ( $I_{VD0}$ ).

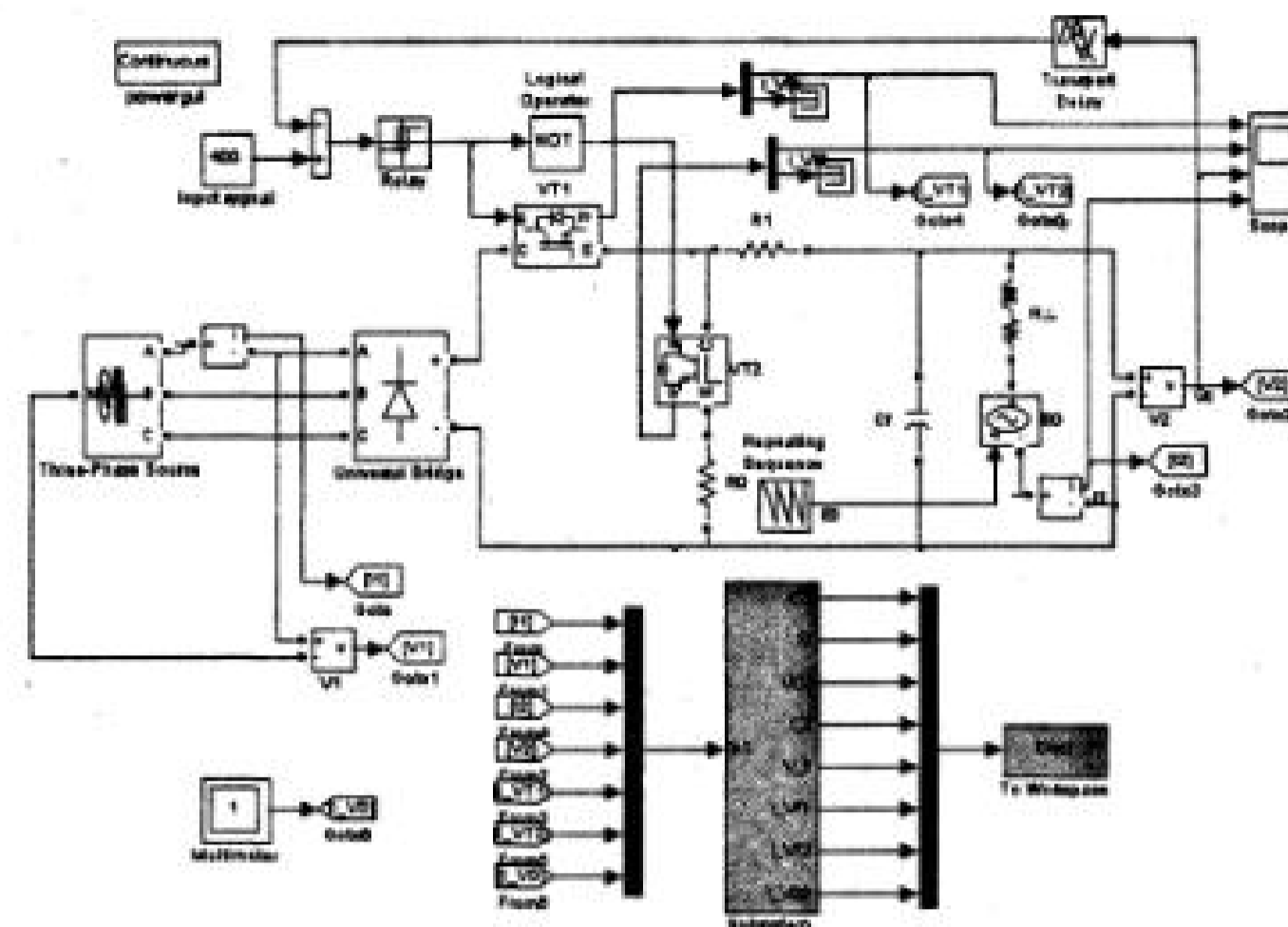


Рис. 5.80. Модель ВИП с широтно-импульсным стабилизатором и релейным регулятором

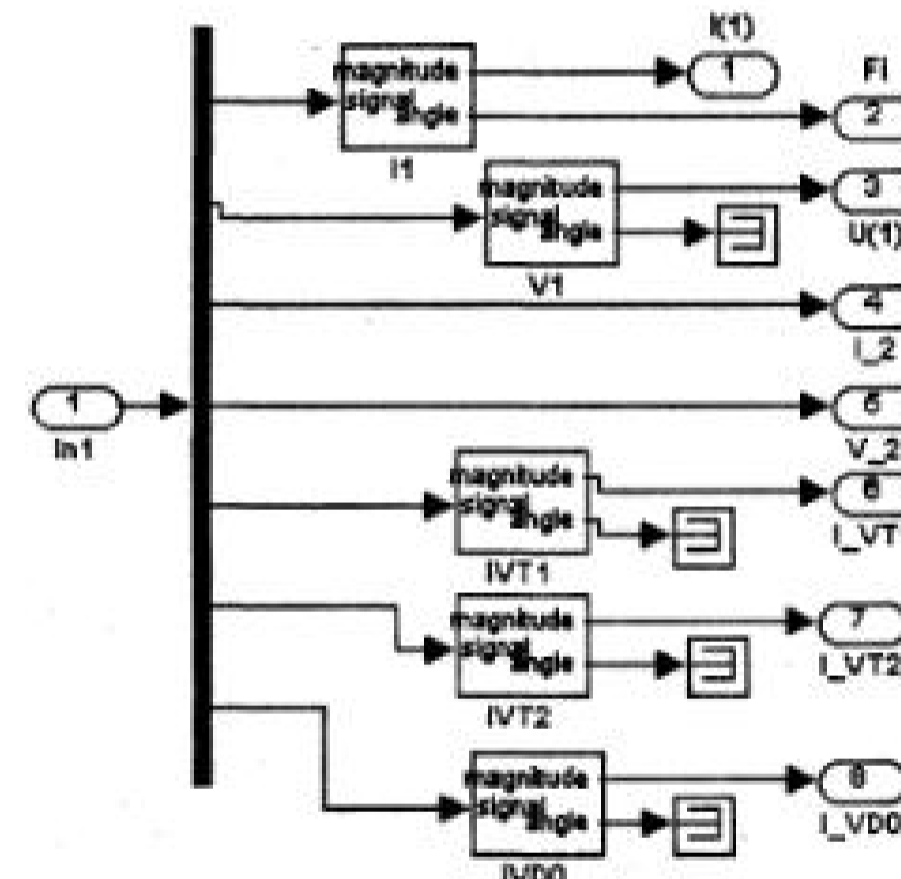


Рис. 5.81. Блок Subsystem модели ВИП с широтно-импульсным стабилизатором

#### Листинг 5.5

```
I1=Out2(:,1);
Fi=Out2(:,2);
V1=Out2(:,3);
I2=Out2(:,4);
V2=Out2(:,5);
I_VT1=Out2(:,6);
I_VT2=Out2(:,7);
I_VD0=Out2(:,8);
S11=(1.5*V1.*I1);
P11=S11.*cos(Fi*pi/180);
P2=V2.*I2;
subplot(3,1,1);
plot(I2,V2,I2,0);grid on;
ylabel('V2 (V)');
subplot(3,1,2);
plot(I2,P11,I2,P2);grid on;
ylabel('P1(W),P2(W)');
text(-9,6000,'P1');
text(-9,-2000,'P2');
subplot(3,1,3);
plot(I2,I1,I2,I_VT1,I2,I_VT2,I2,I_VD0);
grid on;
xlabel('I2 (A)');
ylabel('I1(A),I VT(A),I VD0');
text(3,17,'I1');
text(6.5,13,'I-VT1');
text(-7.5,13,'I-VT2');
text(-1,5,'I-VD0');
```

Для построения основных характеристик служит программа, представленная в листинге 5.5. Эти характеристики представлены на рис. 5.82. Здесь при заданном напряжении (400 В) меньшем, чем амплитудное линейное напряжение сети ВИП, продолжает потреблять энергию из сети даже при отрицательном токе в нагрузке. При этом энергия, поступающая из сети и из нагрузки, рассеивается внутри ВИП на транзисторах VT1, VT2 и в сопротивлении R0.

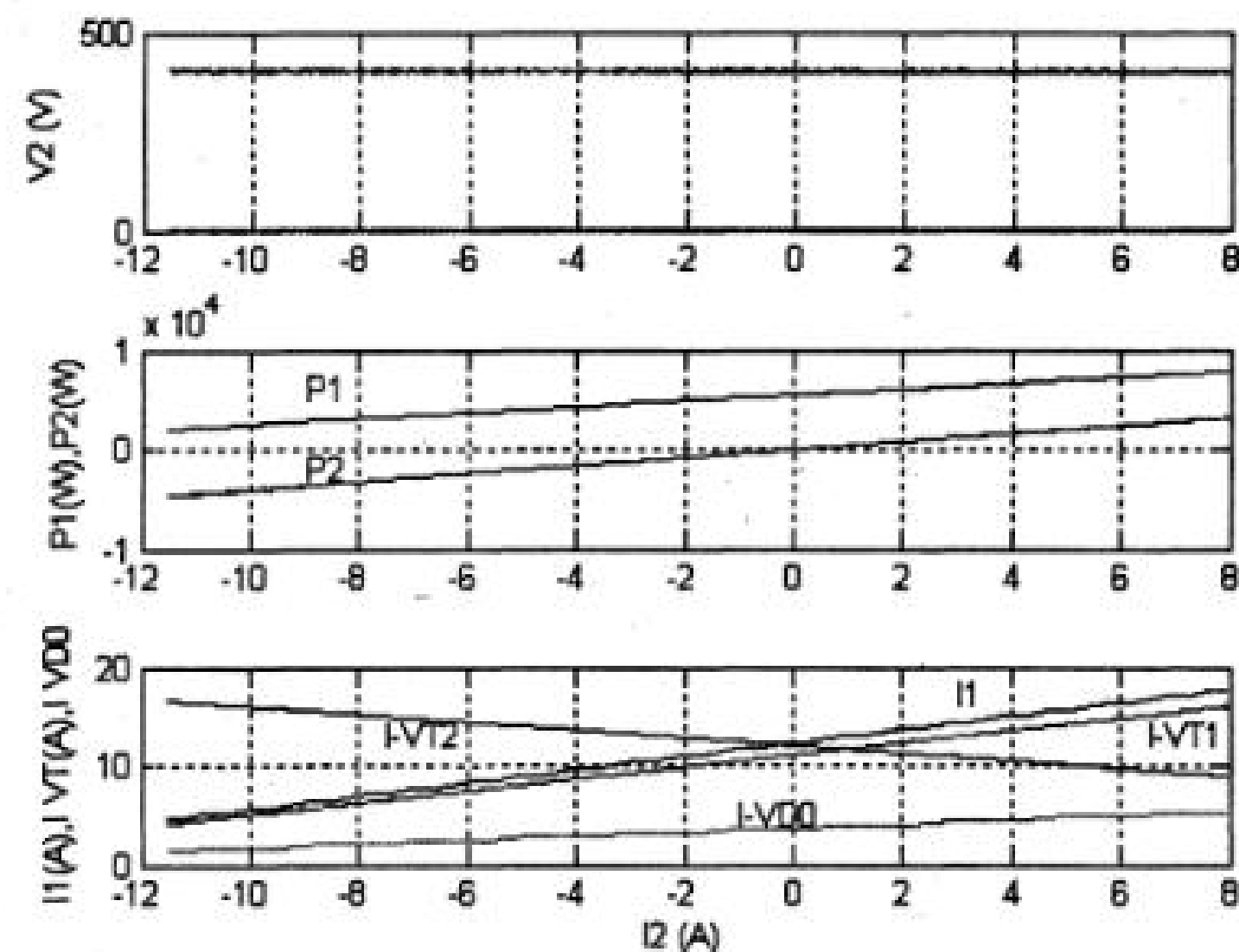


Рис. 5.82. Характеристики ВИП с широтно-импульсным стабилизатором и релейным регулятором

#### 5.12.5. Сетевой трехфазный инвертор (активный выпрямитель) с синусоидальной ШИМ в качестве ВИП

Рассмотренные выше вторичные источники питания энергию торможения исполнительного двигателя рассеивают в активных сопротивлениях. Кроме того, такие источники питания потребляют из сети реактивную мощность. В системах маломощных (приблизительно до 500 Вт) отмеченные особенности обычно не приводят к существенным ухудшениям энергетических характеристик. В случае систем большей мощности с этими особенностями приходится считаться. Универсальное решение для обеспечения всех режимов работы исполнительной машины и улучшения энергетических характеристик систем реализуется путем использования сетевого инвертора. Основным достоинством сетевого инвертора в системе является способность рекуперировать механическую энергию в сеть переменного тока.

Схема ВИП с сетевым инвертором показана на рис. 5.83.

В этой схеме транзисторный трехфазный инвертор подключен к сети переменного тока через индуктивности  $L_1$ . Управление инвертором осуществляется в замкнутой системе регулирования, на вход которой подается сигнал, пропорциональный току задания в сети ( $I_1^*$ ), и сигнал обратной связи, пропорциональный реальному току сети ( $I_1$ ), который вычисляется в блоке преобразования (БП). В схеме управления инвертором реализуется широтно-импульсная модуляция по синусоидальному закону.

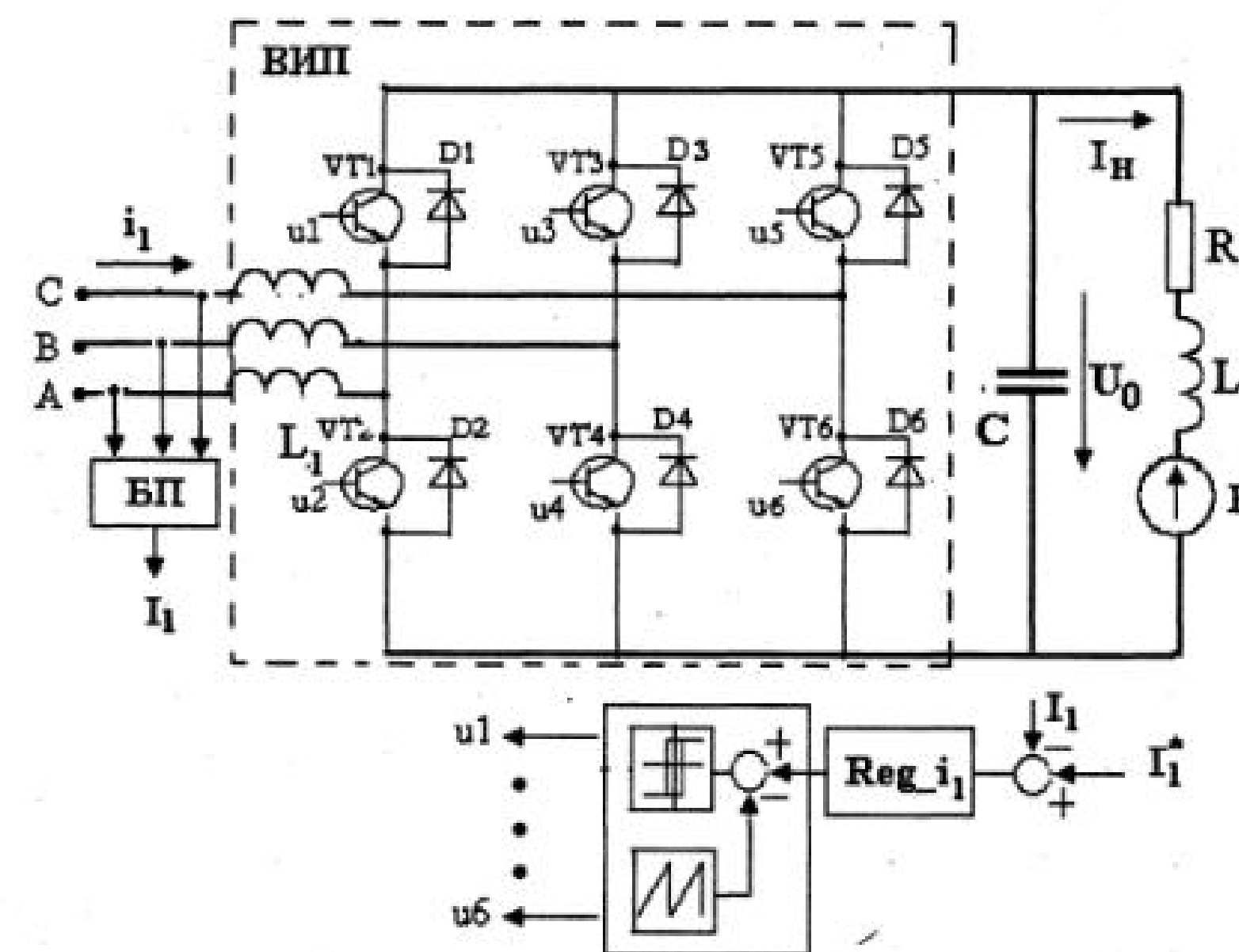


Рис. 5.83. Схема ВИП с сетевым инвертором

Функциональная схема сетевого инвертора с синусоидальной ШИМ показана на рис. 5.84, в которой с одной стороны инвертор подключен к сети с напряжением  $\bar{U}_1$ , с другой — к цепи с постоянным напряжением  $U_0$ . Сам инвертор представляется преобразователем, который по отношению к сети переменного тока генерирует эдс, первая гармоника этой эдс равна

$$\bar{E}_0 = \mu U_0 e^{j\varphi_{mod}}, \quad (5.48)$$

где  $\mu$  — коэффициент модуляции,  $\varphi_{mod}$  — фаза напряжения модуляции по отношению к напряжению сети.

Уравнение, составленное по второму закону Кирхгофа для схемы (рис.5.84), запишется в виде

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_0 + jx_1 \bar{I}_1, \quad (5.49)$$

где  $\bar{E}_0$ ,  $\bar{U}_1$ ,  $\bar{I}_1$  — результирующие векторы эдс на выходе инвертора, напряжения сети и тока.

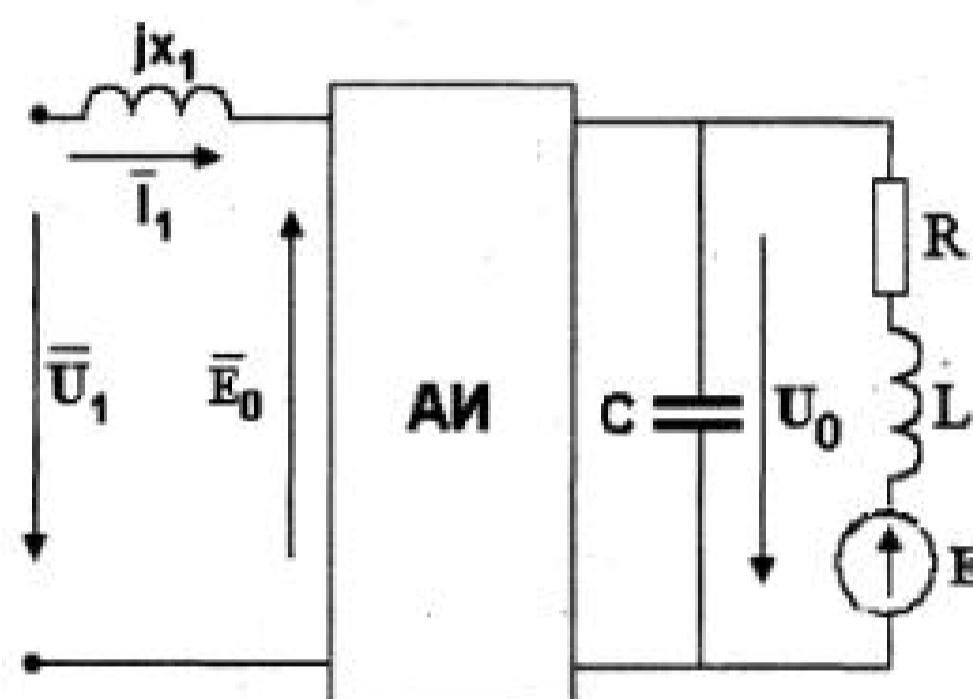


Рис. 5.84. Функциональная схема сетевого инвертора

Для подключения сетевого инвертора на сеть необходимо соблюсти ряд условий:

- частота модуляции инвертора должна в точности совпадать с частотой сети  $f$ ,
- очередность фаз управления инвертором должна совпадать с очередностью фаз сети,
- в каждой фазе инвертора со стороны сети должна быть включена значительная индуктивность, такая, чтобы реактивное сопротивление этой индуктивности на порядок и более превышало сумму внутренних сопротивлений сети и инвертора.

По отношению к сети переменного тока сетевой инвертор может работать и как генератор активной мощности (инвертор, ведомый сетью), и как потребитель активной мощности (активный управляемый выпрямитель). При этом активная мощность в сети определяется уравнением

$$P = -\frac{m_1 U_1 E_0}{x_1} \sin \varphi_{\text{mod}} = -\frac{m_1 U_1 \mu \cdot U_0}{x_1} \sin \varphi_{\text{mod}}, \quad (5.50)$$

где  $x_1 = 2\pi f_1 L_1$ ,  $L_1$  — индуктивность на входе инвертора,  $m_1$  — число фаз.

Из уравнения (5.50) следует, что при  $\varphi_{\text{mod}} \geq 0$  инвертор генерирует в сеть активную мощность. При  $\varphi_{\text{mod}} \leq 0$  инвертор потребляет из сети активную мощность. При  $\varphi_{\text{mod}} = 0$  вся система работает в режиме холостого хода.

Реактивная мощность, потребляемая инвертором, определяется уравнением

$$Q = -\frac{m_1 U_1 E_0}{x_1} (\cos \varphi_{\text{mod}} - \frac{U_1}{E_0}) = -\frac{m_1 U_1 \mu \cdot U_0}{x_1} (\cos \varphi_{\text{mod}} - \frac{U_1}{\mu U_0}), \quad (5.51)$$

В зависимости от знака инвертор может потреблять реактивную (индуктивную) или реактивную (емкостную) мощность. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

В режиме холостого хода инвертор не генерирует и не потребляет активной мощности. Реактивная мощность в режиме холостого хода равна

$$Q = -\frac{m_1 U_1 E_0}{x_1} (1 - \frac{U_1}{E_0}) = -\frac{m_1 U_1 \mu \cdot U_0}{x_1} (1 - \frac{U_1}{\mu U_0}), \quad (5.52)$$

Любое изменение коэффициента модуляции и связанной с ним эдс  $E_0$ , приводит к появлению тока в источнике. Физику процессов рассмотрим с использованием векторных диаграмм (рис.5.85).

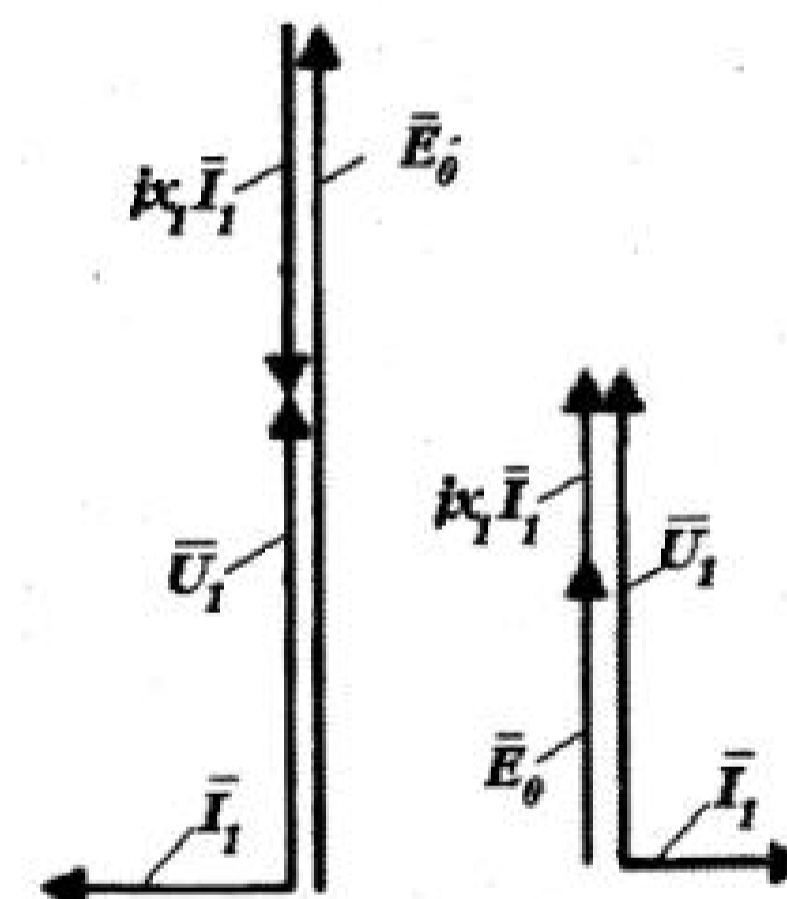


Рис. 5.85. Векторная диаграмма системы инвертор-сеть в режиме холостого хода

В питающей сети напряжение  $U_1$  постоянно, поэтому увеличение  $E_0$  по сравнению с  $U_1$  приводит к появлению емкостного тока в сети (рис.5.85). Уменьшение  $E_0$  по сравнению с  $U_1$  приводит к появлению индуктивного тока в цепи. Поскольку в обоих случаях угол между  $\bar{U}_1$  и  $\bar{E}_0$  равен 0, то инвертор не отдает

и не потребляет активной мощности. Таким образом, изменяя коэффициент модуляции, можно генерировать (или потреблять) реактивную мощность. Рассмотрим векторную диаграмму для общего случая, показанную на рис.5.86.

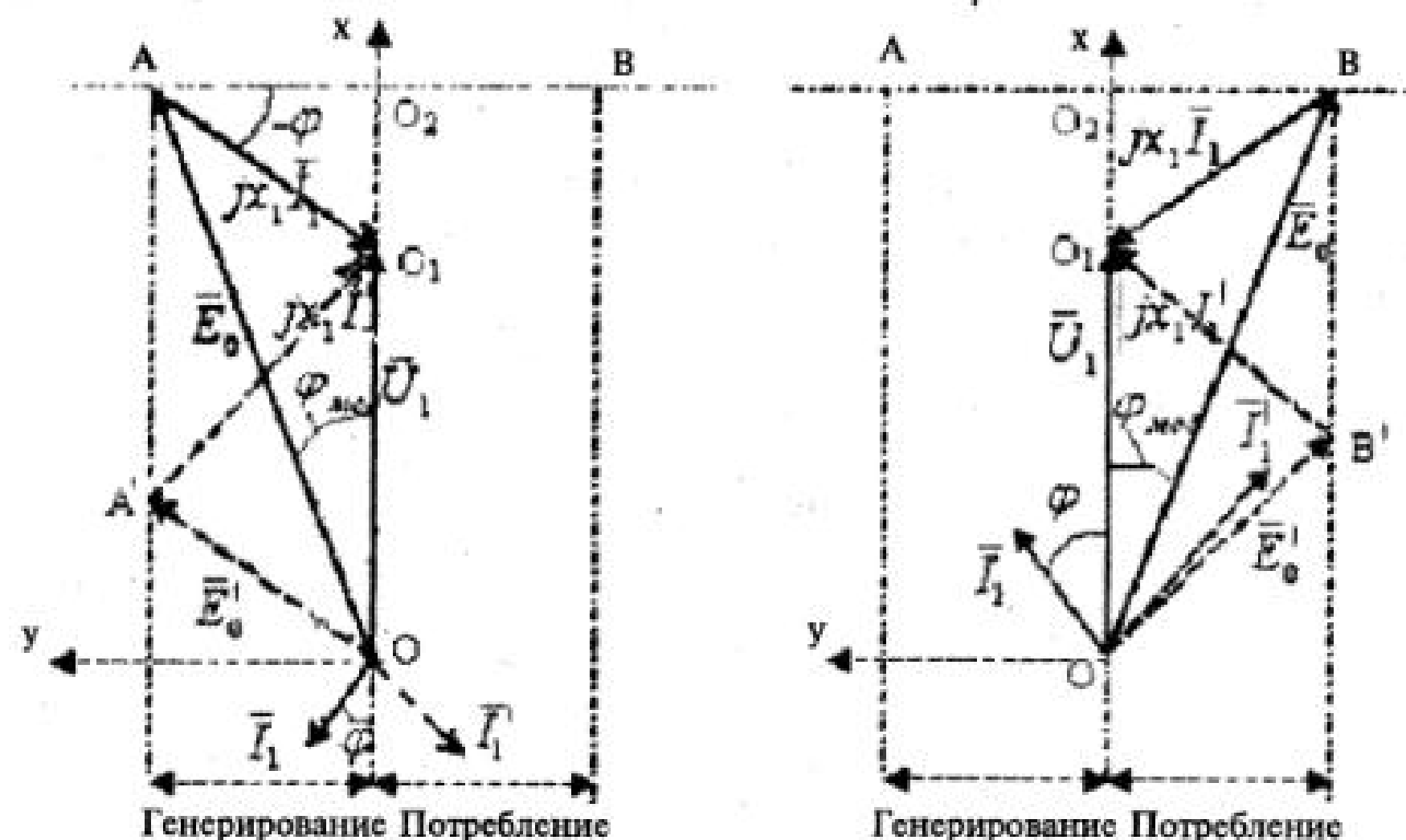


Рис. 5.86. Векторная диаграмма системы инвертор-сеть в режиме нагрузки

Из векторной диаграммы следует

$$AO_2 = x_1 I_1 \cos \varphi, \quad OO_2 = x_1 I_1 \sin \varphi. \quad (5.53)$$

Активная и реактивная мощность в системе определяются уравнениями

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi, \quad Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi. \quad (5.54)$$

Сравнение уравнений (5.53) и (5.54) показывает, что при постоянном напряжении сети ( $U_1 = \text{const}$ ), отрезок  $AO_2$  в определенном масштабе — есть активная мощность, а отрезок  $OO_2$  — реактивная мощность.

Поэтому для изменения активной мощности при ( $Q_1 = \text{const}$ ) конец вектора  $\bar{E}_0$  должен скользить по горизонтальной прямой (AB). Для изменения реактивной мощности при ( $P_1 = \text{const}$ ) конец вектора ( $\bar{E}_0$ ) должен скользить по вертикальной прямой (AA' или BB'). Положение вектора ( $OO_2$ ) соответствует холостому ходу. Если вектор ( $\bar{E}_0$ ) находится слева от прямой ( $OO_2$ ), то инвертор генерирует активную мощность в сеть. Если вектор ( $\bar{E}_0$ ) находится справа от прямой, то

инвертор потребляет активную мощность из сети. В режиме генерирования ( $\varphi_{\text{mod}} \geq 0$ ) при скольжении вектора вниз по вертикали, инвертор потребляет из сети реактивную (емкостную) мощность до тех пор, пока ( $E_0 \geq U_1$ ). При ( $E_0 \leq U_1$  пункт, рис.5.86) инвертор потребляет из сети реактивную (индуктивную) мощность.

В режиме потребления мощности ( $\varphi_{\text{mod}} \leq 0$ ) из сети инвертор потребляет реактивную (емкостную) мощность до тех пор, пока ( $E_0 \geq U_1$ ) и реактивную (индуктивную) мощность при ( $E_0 \leq U_1$ ).

Все эти свойства инвертора при работе на сеть чрезвычайно полезны и часто используются (например, активные фильтры). Особенно важны эти свойства при построении электроприводов переменного тока с использованием синхронных и асинхронных машин, когда требуется рекуперация механической энергии в питающую сеть переменного тока. Перспективно также использование сетевых инверторов при построении асинхронных генераторов с фазным ротором.

Из уравнений (5.50), (5.51) следует, что изменение коэффициента модуляции, а равно и фазы модуляции, приводит к одновременному изменению активной и реактивной мощности. Для регулирования только активной мощности (при постоянной реактивной) или только реактивной мощности (при постоянной активной) необходимо организовать векторное управление инвертором с отрицательной обратной связью по току в синхронно вращающейся системе координат (x,y), связанной с результирующим вектором напряжения сети, тогда проекция тока  $I_x$  определит активную мощность сети, а проекция  $I_y$  — реактивную. Поэтому первоначально рассмотрим вопросы, связанные с преобразованием координат.

#### Преобразование координат.

Для описания электромагнитных процессов в системах переменного тока используются различные системы координат:

1. Неподвижные координаты, которые обозначаются через  $\alpha, \beta$ , причем ось  $\alpha$  совмещается с действительной осью комплексной плоскости, а ось  $\beta$  — с мнимой.
2. Вращающиеся с произвольной скоростью координаты x, y (x — вещественная ось, y — мнимая ось).

При составлении математического описания и синтезе мехатронных систем переменного тока преобразования координат реализуется аппаратным или программным способом в системе управления.

Рассмотрим это преобразование относительно координат, вращающихся с произвольной скоростью  $\omega_k$  относительно неподвижных координат.

Математическая основа преобразования координат поясняется на рис. 5.87.

В неподвижной системе координат  $\alpha, \beta$  вектор тока может быть представлен в алгебраической и показательной форме

$$\bar{i}_H = i_\alpha + ji_\beta = I_m \exp(\Psi_1) \quad (5.55)$$

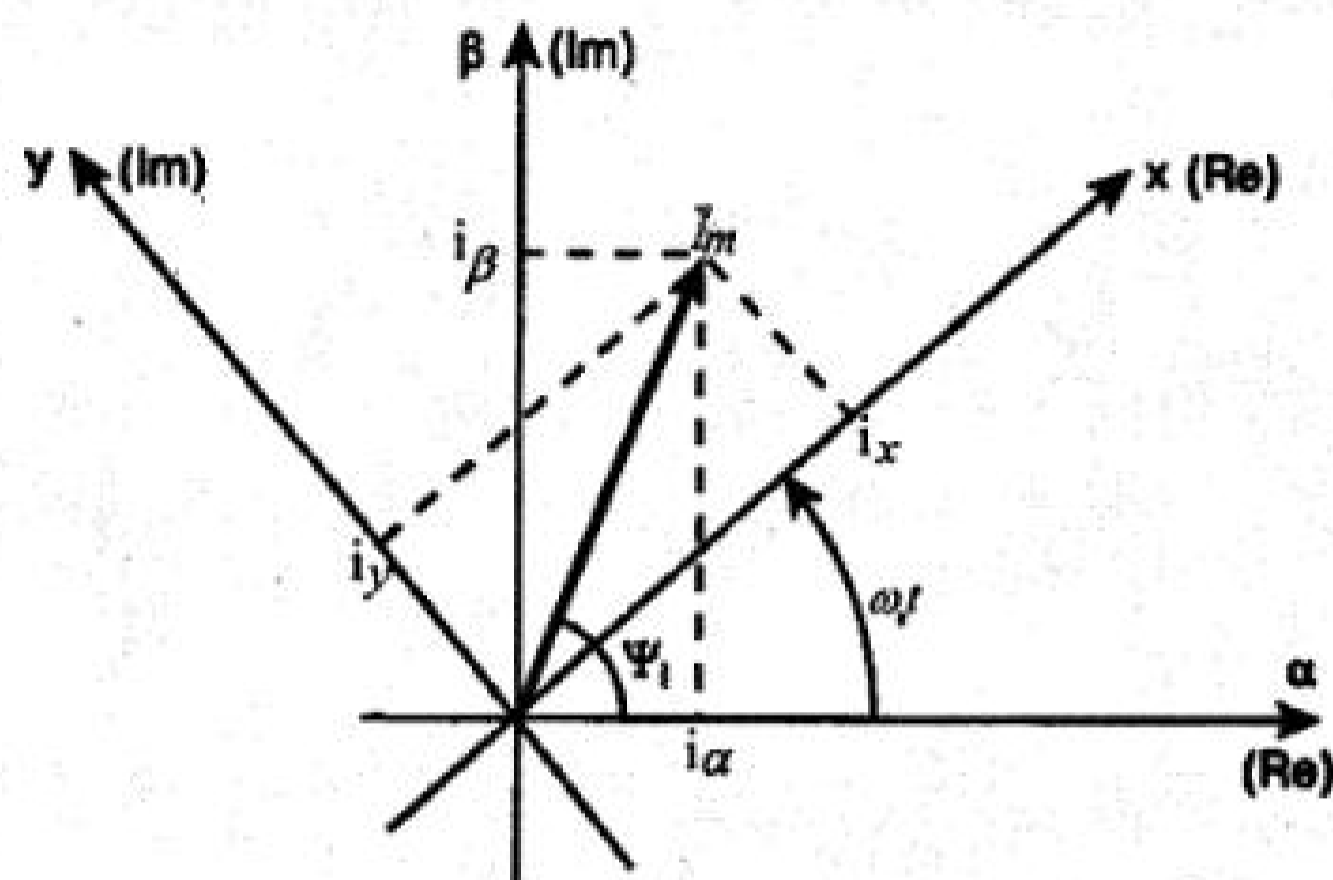


Рис. 5.87. Преобразование координат в векторной системе управления

Аналогично в системе вращающихся координат (x,y) тот же самый вектор может быть представлен в виде

$$\bar{i}_{Bp} = i_x + ji_y = I_m e^{j(\Psi_1 - \omega_k t)} = \bar{i}_H \exp(-j\omega_k t) \quad (5.56)$$

Откуда легко получить уравнения перехода от неподвижной системы координат  $(\alpha, \beta)$  к вращающейся (x,y) и наоборот:

$$i_x = i_\alpha \cos(\omega_k t) + i_\beta \sin(\omega_k t), \quad i_y = i_\beta \cos(\omega_k t) - i_\alpha \sin(\omega_k t) \quad (5.57)$$

$$i_\alpha = i_x \cos(\omega_k t) - i_y \sin(\omega_k t), \quad i_\beta = i_y \cos(\omega_k t) + i_x \sin(\omega_k t) \quad (5.58)$$

Преобразование двухфазной неподвижной системы координат к трехфазной осуществляется в соответствии с выражениями:

$$i_A = i_\alpha, \quad i_B = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \quad i_C = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \quad (5.59)$$

Модельное исследование ВИП с сетевым инвертором (активным выпрямителем).

Модель (файл *AIN\_3f\_Siec*), которая позволяет исследовать энергетические характеристики сетевого инвертора при заданном стабилизированном напряжении в звене постоянного тока и раздельным управлением по проекциям тока в сети  $I_x$  и  $I_y$ , представлена на рис.5.88. В блоке x,y – abc осуществляется преобразование из вращающихся координат (x,y) в неподвижные A,B,C в соответствии с уравнениями (5.58), (5.59). В блок Subsystem включены три релейных регулятора, реализующие «токовый коридор» в инверторе.

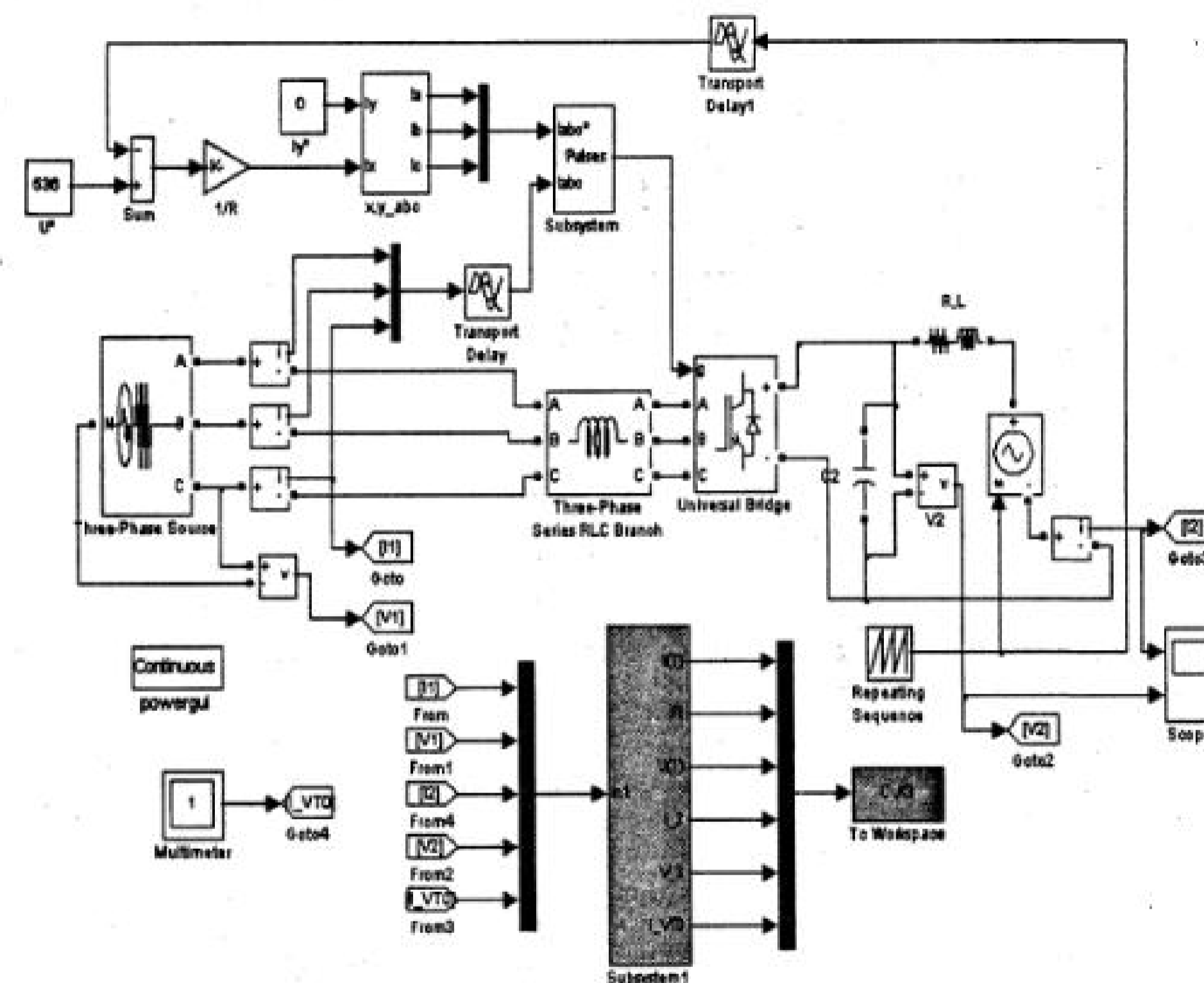


Рис. 5.88. Модель раздельного управления инвертором по проекциям  $I_x$ ,  $I_y$  тока в сети

Для того чтобы сетевой инвертор не потреблял реактивной мощности ток по оси y ( $I_y$ ) задается равным нулю. Для стабилизации напряжения в звене постоянного тока сетевого инвертора ток по оси x ( $I_x$ ) задается в соответствии с уравнением (5.42).

Для построения основных характеристик служит программа, помещенная в листинг 5.6, эти характеристики представлены на рис.5.89.

### Листинг 5.6

```

I1=Out3(:,1);
fi=Out3(:,2);
Fi=2*pi/3-(fi*pi/180);
V1=Out3(:,3);
I2=Out3(:,4);
V2=Out3(:,5);
I_VT0=Out3(:,6);
a=V2.*0.01;
S11=(1.5*V1.*I1);
Q11=S11.*sin(Fi);
P11=S11.*cos(Fi);
P2=V2.*I2;
subplot(3,1,1);
plot(I2,V2,a,I2);grid on;
ylabel('V2 (V)');
subplot(3,1,2);
plot(I2,Q11,I2,P11,I2,P2);grid on;
ylabel('P1(W),P2(W),Q1(VAR)');
text(-35,5000,'Q1');
text(5,20000,'P1');
text(-20,-20000,'P2');
subplot(3,1,3);
plot(I2,I1,I2,I_VT0);grid on;
xlabel('I2 (A)');
ylabel('I1(A),I VT(A)');
text(-19,25,'I1');
text(-28,15,'I VT');

```

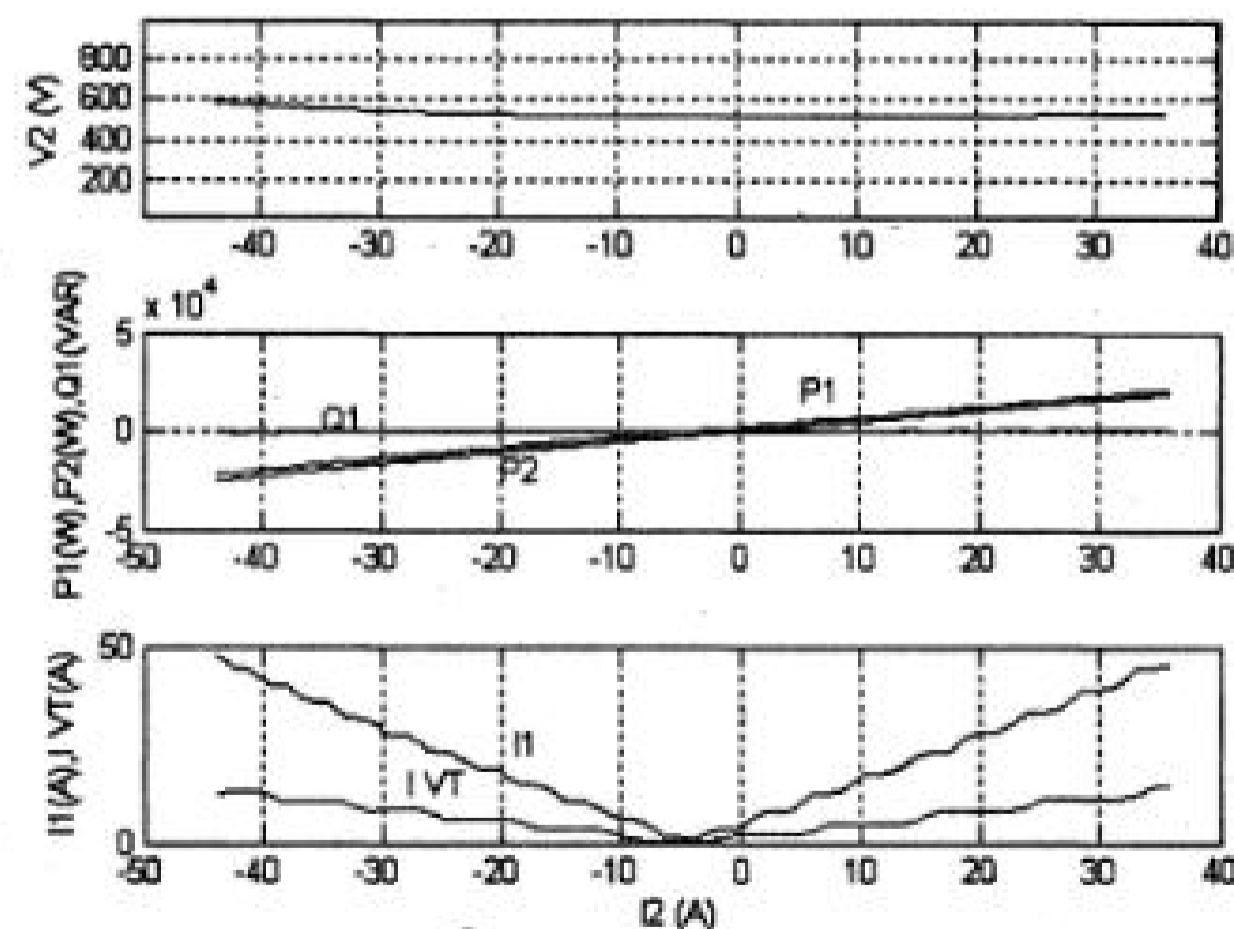


Рис. 5.89. Характеристики ВИП с сетевым инвертором

Положительная активная мощность на входе и выходе ВИП соответствует режиму передачи энергии из сети в нагрузку (режим выпрямителя), отрицательная — режиму инвертирования энергии в сеть. Внешняя характеристика сетевого инвертора достаточно жесткая при значительном изменении тока в нагрузке.

## Глава 6. Электрические машины в пакете Sim Power System

### 6.1. Математическое описание и модели машины постоянного тока в пакете Sim Power System

Математическое описание двигателя постоянного тока, представленное ниже, является основой его модели в пакете Sim Power System.

Пиктограмма блока двигателя постоянного тока в пакете Sim Power System показана на рис. 6.1.

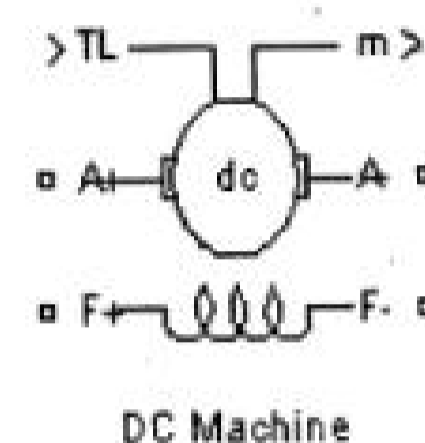


Рис. 6.1. Пиктограмма блока двигателя постоянного тока

Модель двигателя состоит из двух частей электромагнитной и механической (рис. 6.2). Электромагнитная часть модели включает\*:

1. Якорную цепь (Armature circuit), которая присоединяется к внешней цепи при помощи портов +A, -A и содержит последовательно соединенные сопротивление, индуктивность ( $R_a, L_a$ ), источник противо ЭДС (FCEM) и измеритель тока якоря;

2. Цепь возбуждения (Field circuit), которая присоединяется к внешней цепи при помощи портов +F, -F, содержит последовательно соединенные сопротивление, индуктивность ( $R_f, L_f$ ) и измеритель тока возбуждения.

Электромагнитная модель двигателя описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned}
 u_a &= L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a, \\
 u_f &= L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f, \\
 e_a &= k_E \omega, k_E = L_{af} i_f.
 \end{aligned}
 \tag{6.1}$$

В уравнениях (6.1)  $u_a, i_a, e_a$  — напряжение, ток и противо ЭДС якоря,  $u_f, i_f$  — напряжение и ток возбуждения,  $L_a, R_a, L_f, R_f, L_{af}$  — параметры двигателя, которые задаются в окне параметров блока.

Механическая часть модели двигателя (Mechanics, рис. 6.2) отдельно представлена на рис. 6.3.

На вход механической части подаются момент нагрузки ( $T_L$ ), ток якоря ( $i_a$ ), ток возбуждения ( $i_f$ ). С выхода механической части снимаются противо ЭДС двигателя (этот сигнал подается на электромагнитную часть модели) и четыре величины (угловая скорость, ток якоря, ток возбуждения, электромагнитный момент), объединенные в вектор и поступающие на выходной измерительный порт «m».

\* При описании модели использованы обозначения параметров и переменных, принятые в пакете Sim Power System.

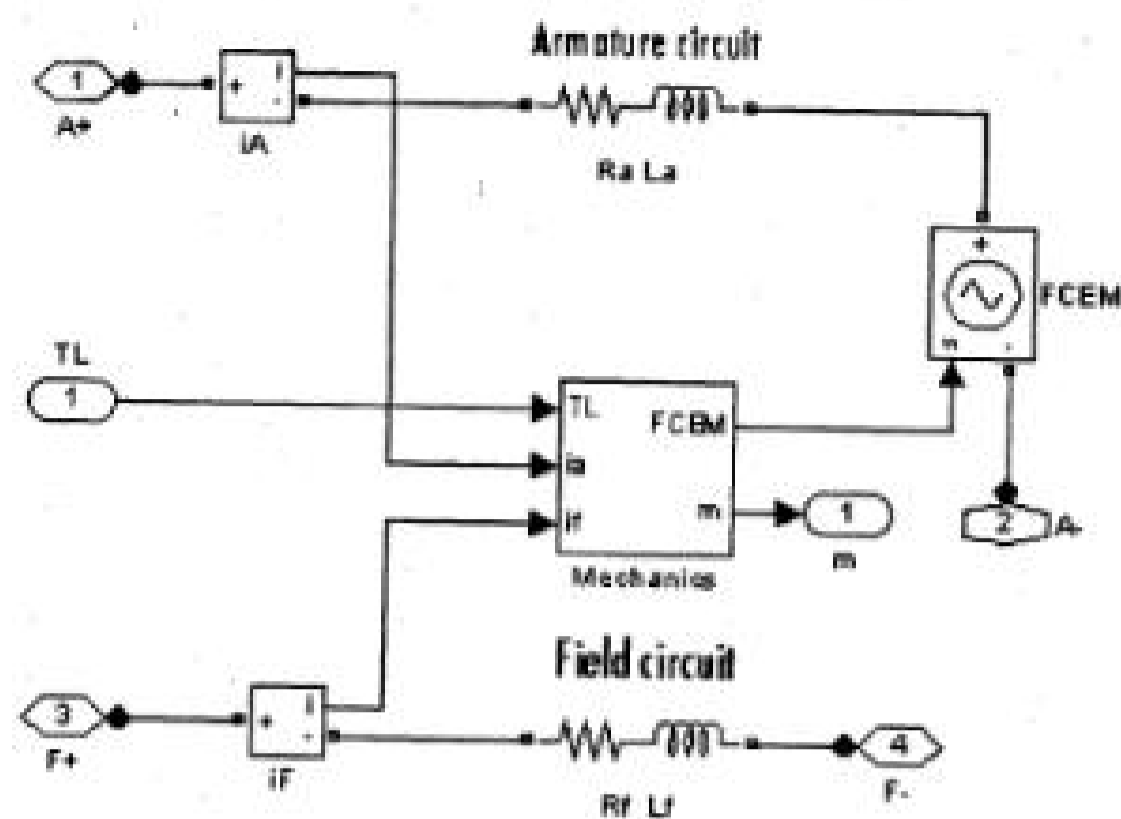


Рис. 6.2 Электромагнитная часть модели двигателя

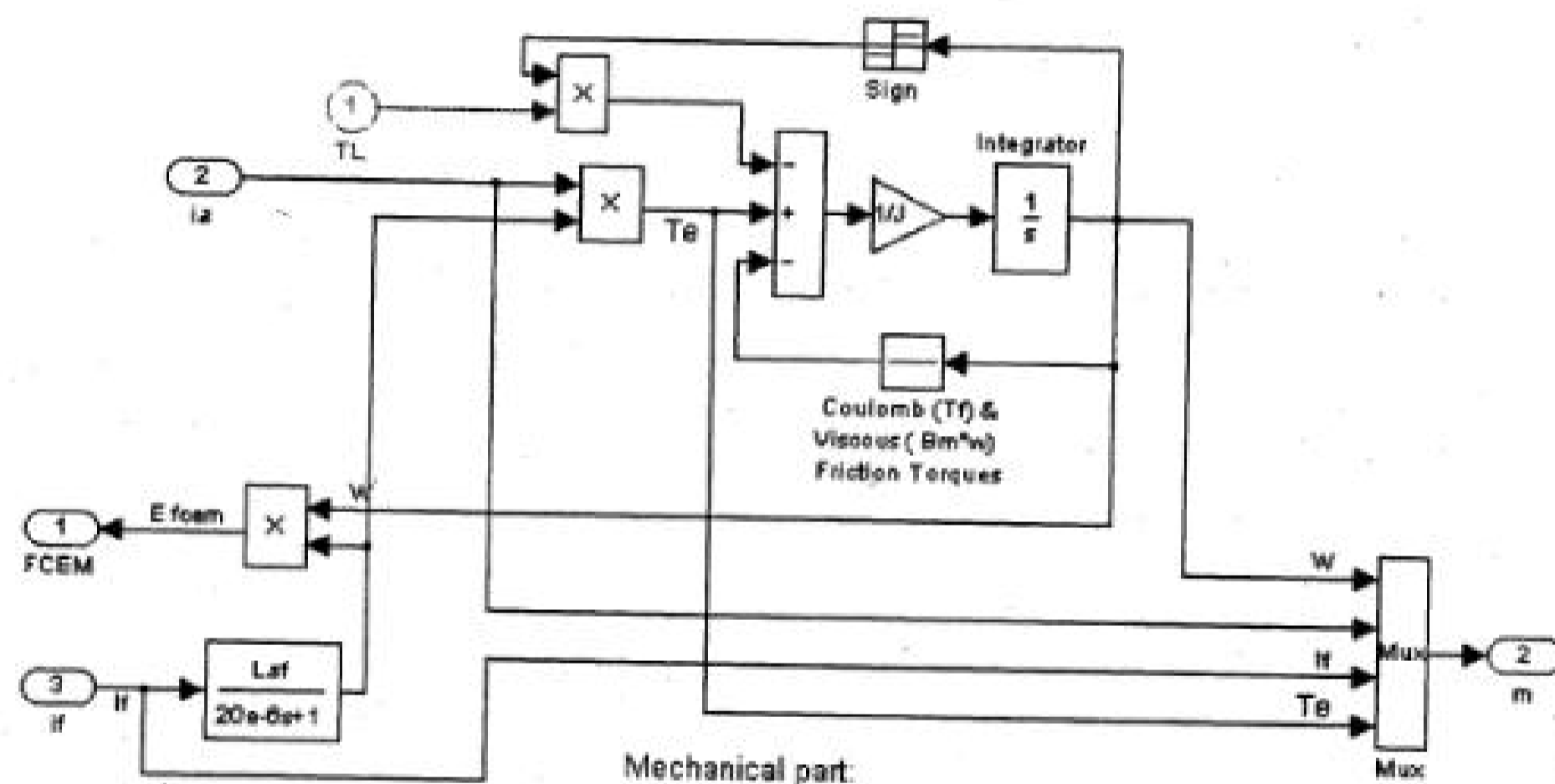


Рис.6.3. Механическая часть модели двигателя

Механическая модель двигателя описывается уравнением:

$$J \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega + T_f + \text{sign} \omega \cdot T_L = k_T i_a. \quad (6.2)$$

В уравнении 6.2  $\omega$ ,  $T_L$ ,  $i_a$  — угловая скорость, момент нагрузки, ток якоря. В качестве параметров, которые должны быть заданы, приняты следующие:

- $J$  — момент инерции ротора с присоединенной нагрузкой.
- $B_m$  — коэффициенты вязкого трения.
- $T_f$  — момент сухого трения.

В модели коэффициенты момента и противо эдс приняты равными  $k_T = k_E$ , что достаточно близко к истине, когда все переменные состояния и параметры

представлены в системе СИ. Однако это обстоятельство следует учитывать при использовании результатов синтеза регуляторов структурных моделей для моделей виртуальных.

В двигателях постоянного тока с независимым возбуждением ток возбуждения постоянен и равен  $(i_f = I_f = \frac{U_f}{R_f} = \text{const})$ .

Параметры двигателя, входящие в уравнения (6.1, 6.2), рассчитываются на основе паспортных данных, помещенных в справочных материалах.

Окно настройки параметров виртуальной модели ДПТ показано на рис. 6.4.

Рис. 6.4. Окно настройки параметров виртуальной модели ДПТ

В первом поле Present model можно выбрать тип двигателя. В этом случае все параметры будут соответствовать выбранному двигателю. Если в этом поле выбрать No, то параметры модели необходимо вводить вручную.

В поле Mechanical input можно задать момент или скорость внешней нагрузки. В первом случае двигатель будет представлять собой источник скорости, величина которой определяется приложенным к валу моментом и параметрами двигателя. Во втором случае двигатель будет представлять собой источник момента, величина которого определяется заданной скоростью и параметрами двигателя.

Это позволяет реализовать в модели механическую связь валов двух двигателей.  
Пример 6.1. Виртуальная установка «генератор — двигатель».

На рис. 6.5 показана модель (файл *D\_G\_Virt*) классической установки «генератор-двигатель», предназначенной для снятия механических характеристик двигателя постоянного тока.

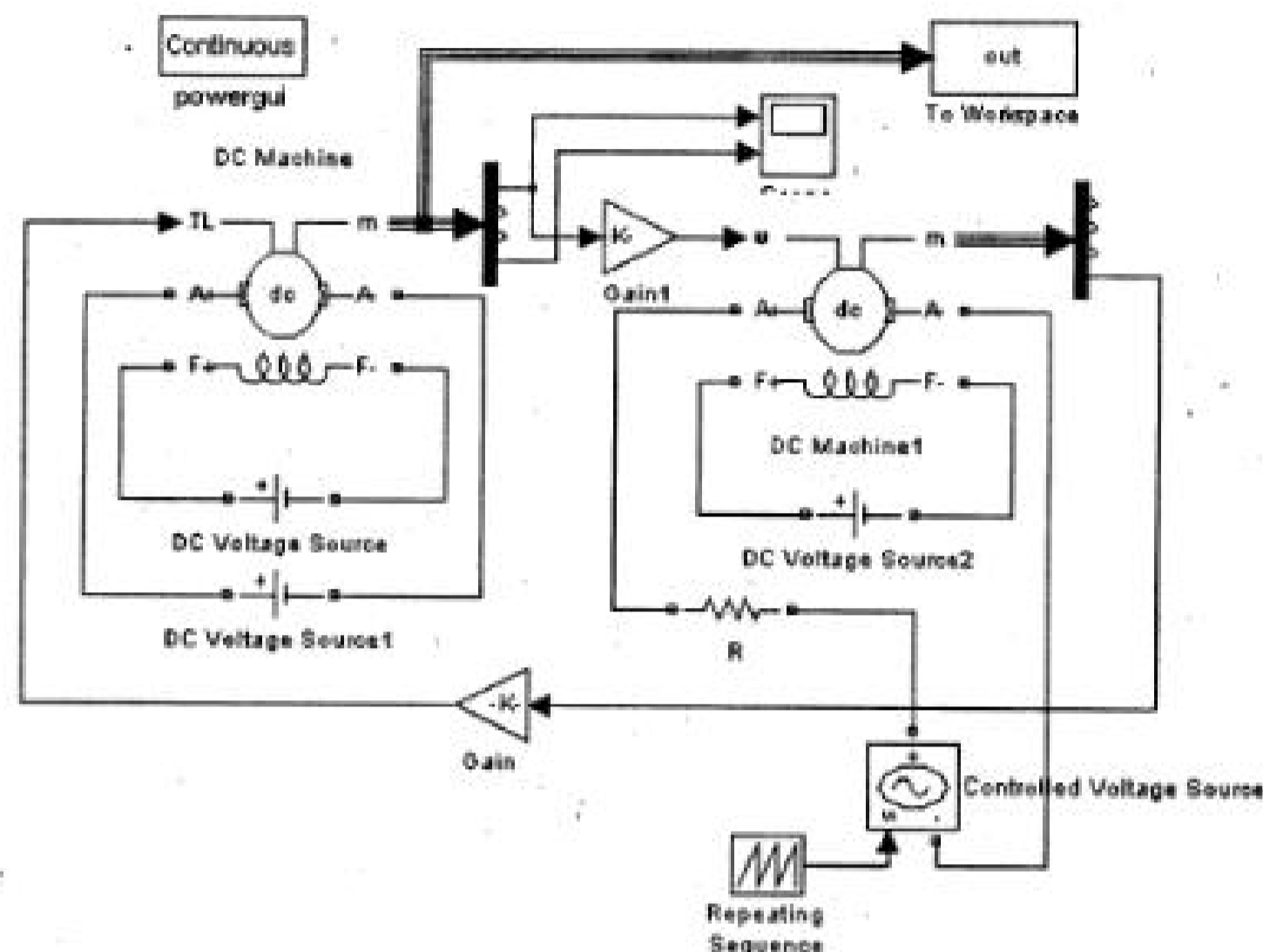


Рис. 6.5. Модель установки «генератор-двигатель»

Механическая характеристика, полученная на этой модели при независимом возбуждении и номинальном напряжении питания якоря испытуемого двигателя, приведена на рис. 6.6 (файл *D\_G\_Measur.m*).

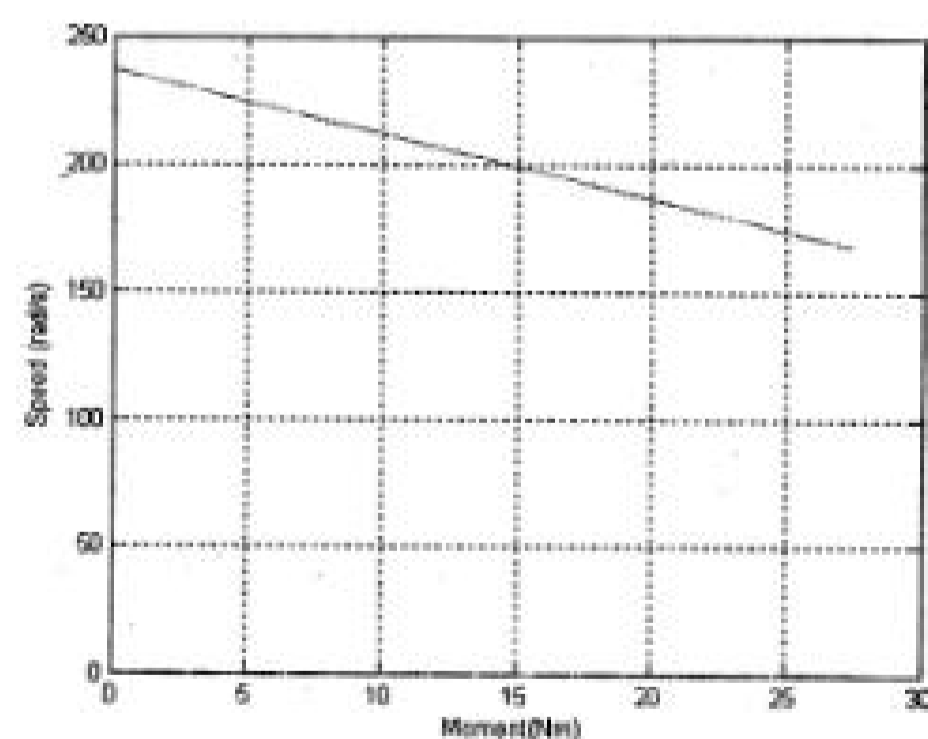


Рис. 6.6. Механические характеристики установки «генератор-двигатель»

Модель позволяет исследовать машины постоянного тока с независимым, параллельным и последовательным возбуждением.

## 6.2. Математическое описание и модели асинхронных машин в пакете Sim Power System

В основе виртуальной модели лежит математическое описание асинхронной машины во вращающейся системе координат, представленные как уравнения состояния.

Пиктограммы блоков асинхронной машины с короткозамкнутым и с фазным ротором в пакете Sim Power System показаны на рис. 6.7.

Математическая модель двигателя состоит из двух частей электромагнитной и электромеханической. Электромагнитная часть модели описывается системой дифференциальных уравнений во вращающейся системе координат, которые обозначены через  $d$  и  $q$ .

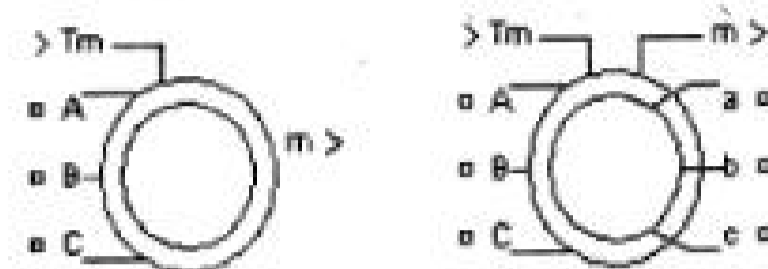


Рис. 6.7. Пиктограмма блока двигателя постоянного тока

$$\begin{aligned} V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds}, & \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}, & L_s &= L_{ls} + L_m \\ V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} + \omega \phi_{qs}, & \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i'_{dr} \\ V'_{qr} &= R'_r i'_{qr} + \frac{d\phi'_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \phi'_{dr}, & \phi'_{qr} &= L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs}, & L'_r &= L_{lr} + L_m \\ V'_{dr} &= R'_r i'_{dr} + \frac{d\phi'_{dr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \phi'_{qr}, & \phi'_{dr} &= L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds}. \end{aligned} \quad (6.3)$$

Этому математическому описанию соответствуют схемы замещения асинхронной машины в осях  $d$  и  $q$ , показанные на рис. 6.8.

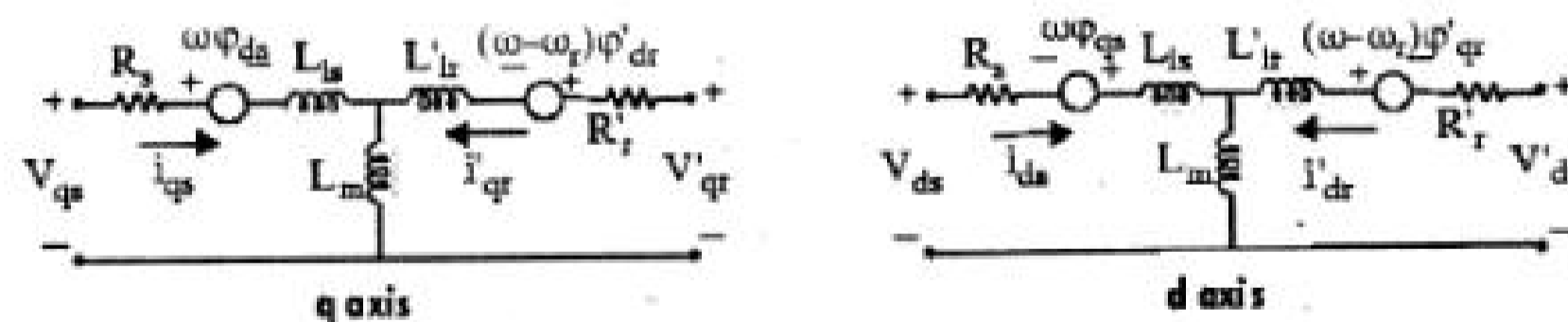


Рис. 6.8. Схемы замещения асинхронной машины в осях  $d$  и  $q$

Электромеханическая часть машины описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} T_e &= 1.5 p (\phi_{ds} i'_{qr} - \phi_{qs} i'_{dr}) \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{1}{J} (T_e - F\omega_m - T_m), & \frac{d\theta_m}{dt} &= \omega_m. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Параметры асинхронной машины в уравнениях 6.3, 6.4 даны в таблице 6.1.

\* При описании модели использованы обозначения параметров и переменных, принятые в пакете Sim Power System.

Параметр схемы замещения	Физический смысл параметра
$R_s$ (Ом), $L_{ls}$ (Г)	Сопротивление и индуктивность рассеяния статора.
$R'_r$ (Ом), $L'_{lr}$ (Г)	Приведенные сопротивление и индуктивность рассеяния ротора
$L_m$ (Г)	Взаимная индуктивность между статором и ротором
$L_s$ , $L'_r$ (Г)	Полные индуктивность статора и приведенная индуктивность ротора
$V_{qs}$ (В), $i_{qs}$ (А)	Проекция пространственных векторов* напряжения и тока статора на ось q
$V_{qr}$ (В), $i'_{qr}$ (А)	Проекция пространственных векторов напряжения и тока ротора на ось q
$V_{ds}$ (В), $i_{ds}$ (А)	Проекция пространственных векторов напряжения и тока статора на ось d
$V'_{dr}$ (В), $i'_{dr}$ (А)	Проекция пространственных векторов напряжения и тока ротора на ось d
$\varphi_{qs}$ , $\varphi_{ds}$ (Вс)	Проекция пространственного вектора потокоцепления статора на ось q и d
$\varphi'_{qr}$ , $\varphi'_{dr}$ (Ис)	Проекция пространственного вектора потокоцепления ротора на ось q и d
$\omega_m$ (рад/с)	Угловая скорость вращения ротора
$\theta_m$ (рад)	Угол поворота ротора
$p$	Число пар полюсов
$T_\sigma$	Электромагнитный момент машины

Таблица 6.1.

Окно ввода параметров виртуальной асинхронной машины показано на рис. 6.9.

В первом поле Preset model можно выбрать одну из моделей библиотеки или отказаться от выбора и ввести параметры собственной модели.

Во втором поле (Mechanical input) в выпадающем списке можно выбрать два варианта:

- 1 Torque  $T_m$  (момент).
- 2 Speed  $w$  (скорость).

\* Понятие пространственного вектора будет дано далее.

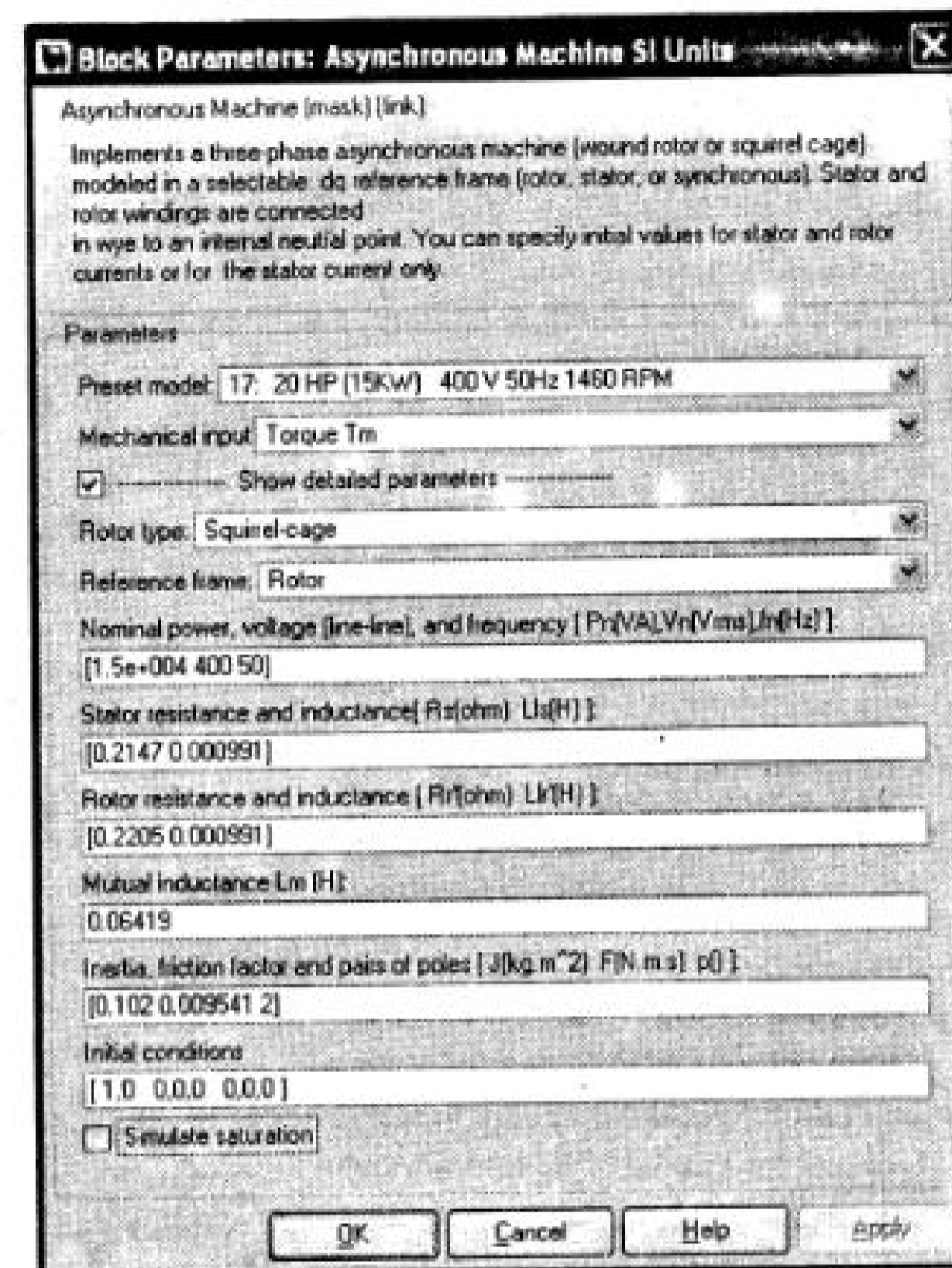


Рис. 6.9. Окно ввода параметров виртуальной асинхронной машины

В первом случае асинхронная машина представляет собой источник скорости, а момент в ней компенсирует момент на валу (на входе  $T_m$  виртуальной модели). Во втором случае асинхронная машина представляет собой источник момента, а скорость в ней устанавливается равной заданной на входном порту.

В третьем поле (Rotor type) выбирается либо короткозамкнутый ротор (Squirrel-cage), либо фазный ротор (Wound).

В четвертом поле (Reference frame) выбирается система координат, в которой измеряются переменные состояния машины. Здесь из выпадающего списка можно выбрать неподвижную систему координат, синхронно вращающуюся систему координат и систему координат вращающуюся со скоростью ротора.

В остальные поля окна (при отмеченном поле Show detailed parameters) вводятся параметры модели в соответствии с математическим описанием.

Для измерения переменных состояния машин переменного тока используется универсальный блок Measurement (рис. 6.10).

В первом поле (Machine type) окна настройки параметров блока вводится тип машины. В остальных полях птичками отмечаются переменные состояния, которые выводятся для измерения.

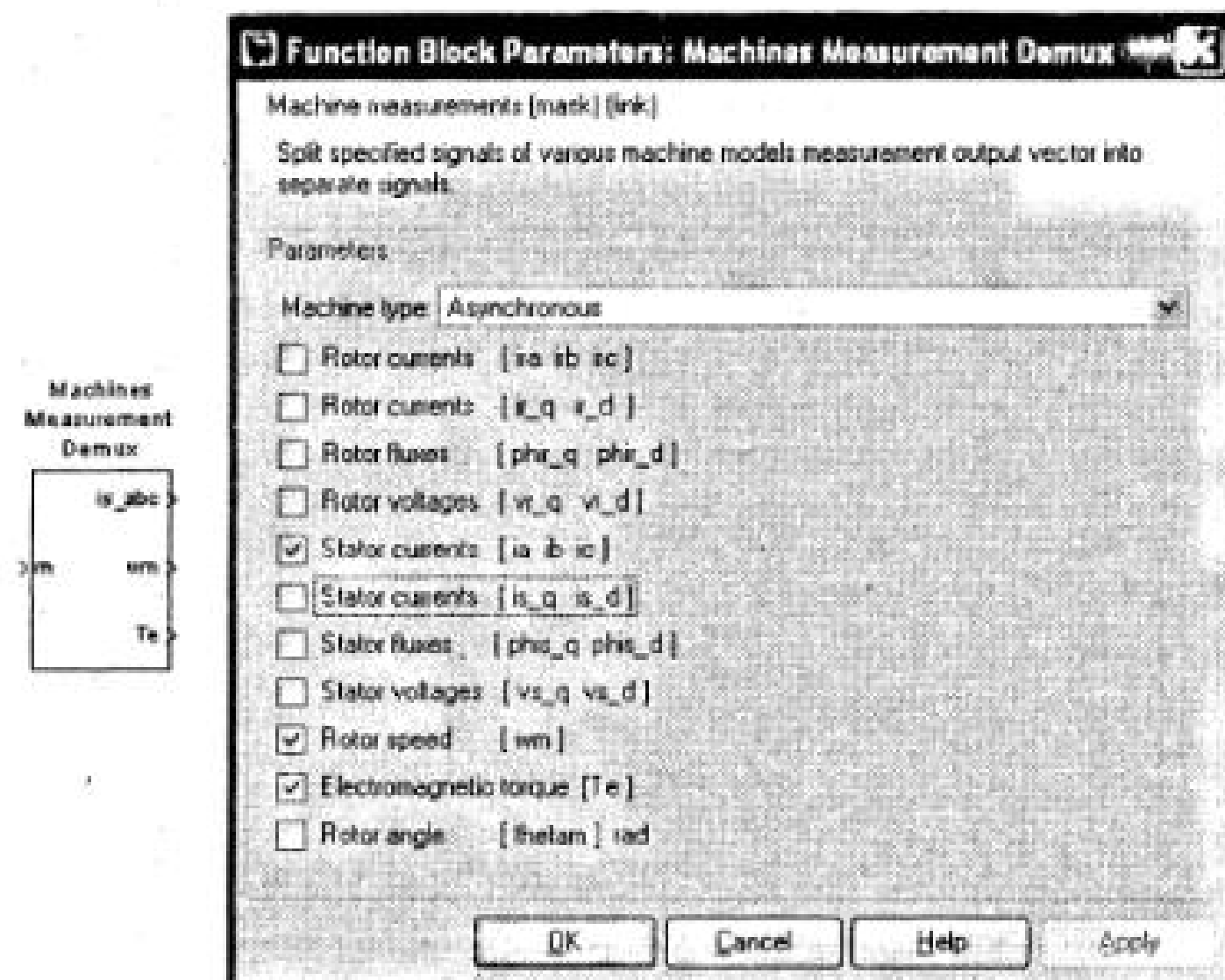


Рис. 6.10. Универсальный блок Measurement

**Пример 6.2.** Прямой пуск асинхронного двигателя.

Виртуальная модель для исследования прямого пуска АКЗ на холостом ходу с последующим приложением номинального момента показана на рис. 6.11 (файл *AKZ\_Virt*).

Модель содержит трехфазную асинхронную машину (Asynchronous Machine SI Units), запитанную от трехфазного источника (Three-Phase Source), блок для измерения скорости и момента машины (Machines Measurement Demux), блок момента нагрузки (Step) и блоки измерения (Scope, To Workspace).

При запуске модели осуществляется прямой пуск АКЗ, по истечению некоторого времени прикладывается момент нагрузки. Результаты моделирования машины 20HP (15 kw) 400 V, 50 Hz, 1460 RPM, представлены на рис. 6.12.

Из результатов моделирования видно, что при прямом пуске на холостом ходу и при приложении нагрузки наблюдаются значительные колебания момента и скорости. Подробно динамика асинхронного двигателя будет описана далее (гл. 8) при рассмотрении вопросов проектирования асинхронных систем.

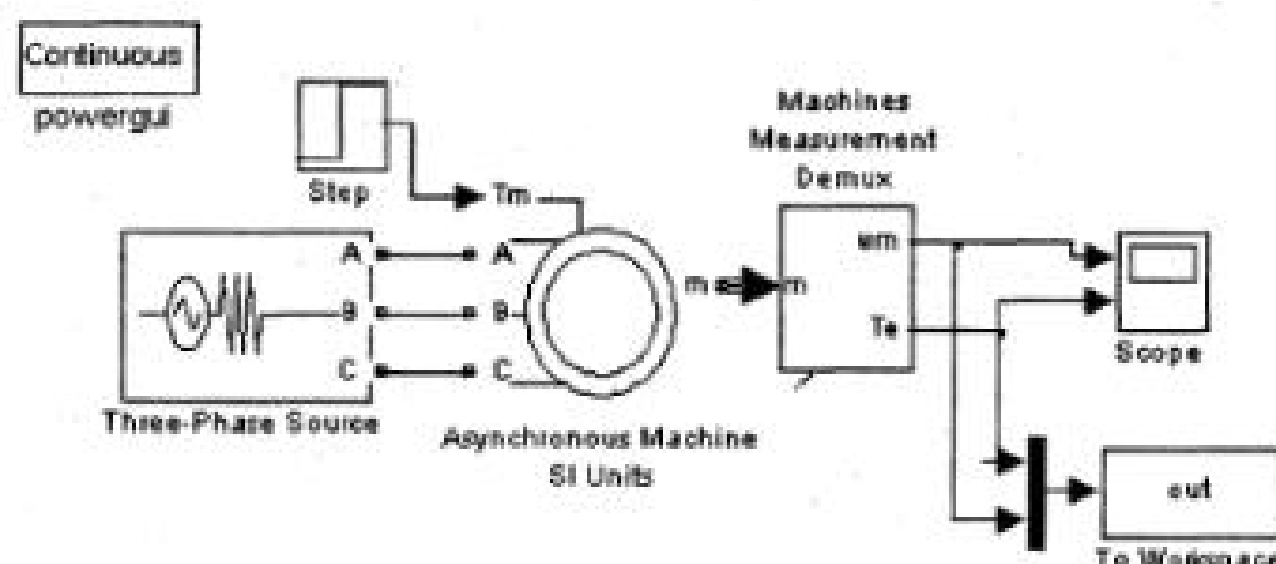


Рис. 6.11. Модель асинхронного короткозамкнутого двигателя

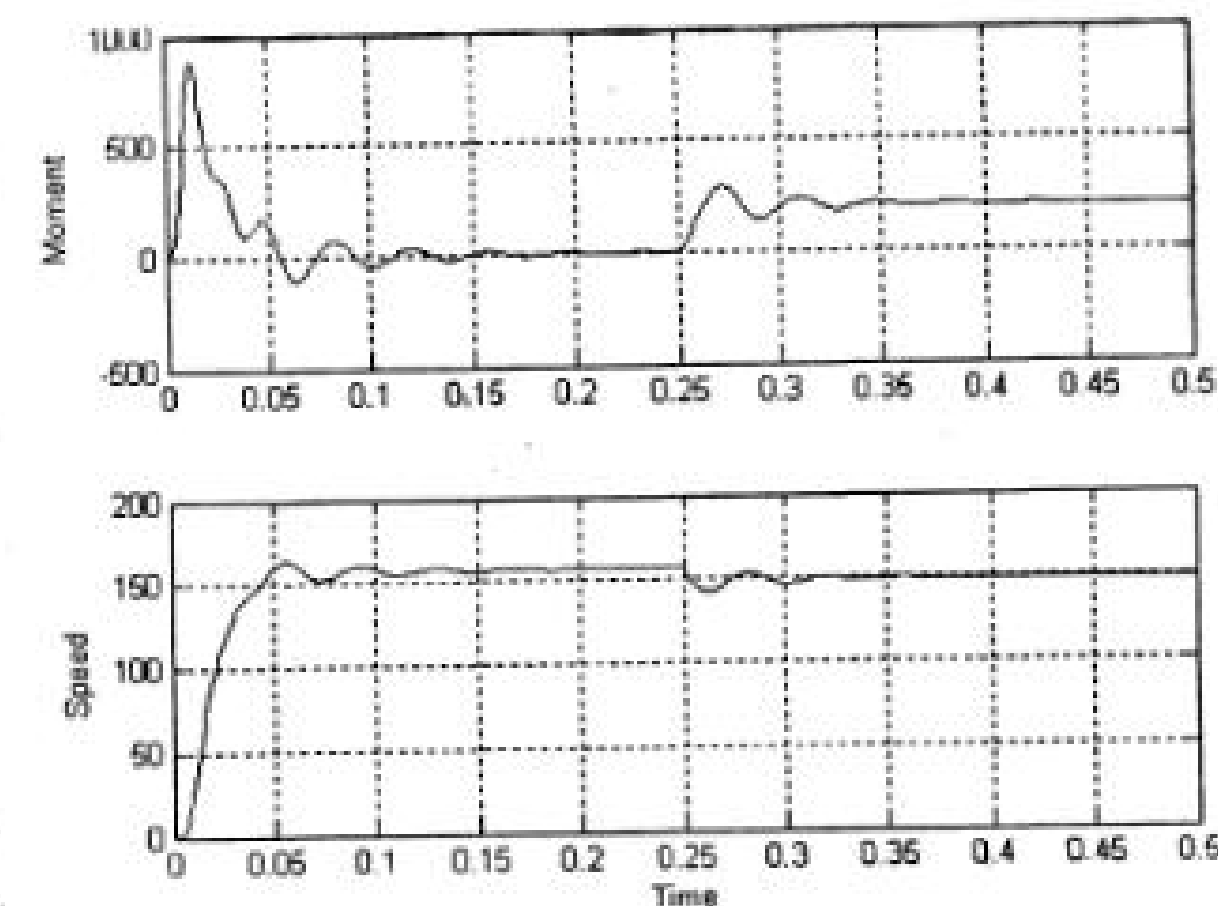


Рис. 6.12. Результаты моделирования машины 20HP (15 kw) 400V 50Hz 1460 RPM

**Пример 6.3.** Виртуальная установка для исследования механических, электромагнитных и энергетических характеристик асинхронной машины во всем диапазоне изменения скольжения.

Сложность построения модели для проведения исследования заключается в том, что механическая характеристика АМ имеет только одну устойчивую область работы в диапазоне изменения скольжения от  $-s_{k,c} \partial \partial + s_{k,\partial}$ . Остальные области механических характеристик являются областями неустойчивой работы.

Задача построения модели с последующим исследованием механических, электромагнитных и энергетических характеристик АМ во всем диапазоне изменения скольжения может быть решена при использовании подхода, описанного ниже.

Этот подход базируется на формировании нагрузочного момента, в точности совпадающего с моментом исследуемого АКЗ и одновременным управлением скоростью двигателя. Модель такой виртуальной установки показана на рис. 6.13 (файл *AKZ\_stat*).

Модель содержит две электрические машины. 1. Асинхронную машину (АМ) со своим источником питания (ASC). 2. Машину постоянного тока (DCM) с источником питания обмотки возбуждения (DCS) и регулируемым источником в якорной цепи (CVS). Электромагнитный момент асинхронной машины является нагрузкой на валу машины постоянного тока, а электромагнитный момент машины постоянного тока служит нагрузкой на валу асинхронной машины.

При таком построении моменты обеих машин будут всегда (в установившемся режиме) равны и противоположны по знаку. Для задания скорости вращения исследуемой асинхронной машины машина постоянного тока управляется от регулятора, на вход которого поступает сигнал задания и сигнал обратной связи — скорость асинхронной машины. Блок (Measurement) является библиотечным блоком для измерения переменных состояния асинхронной машины. Блок (Output) служит для передачи в рабочее пространство переменных для вычисления механических, электромагнитных и энергетических характеристик асинхрон-

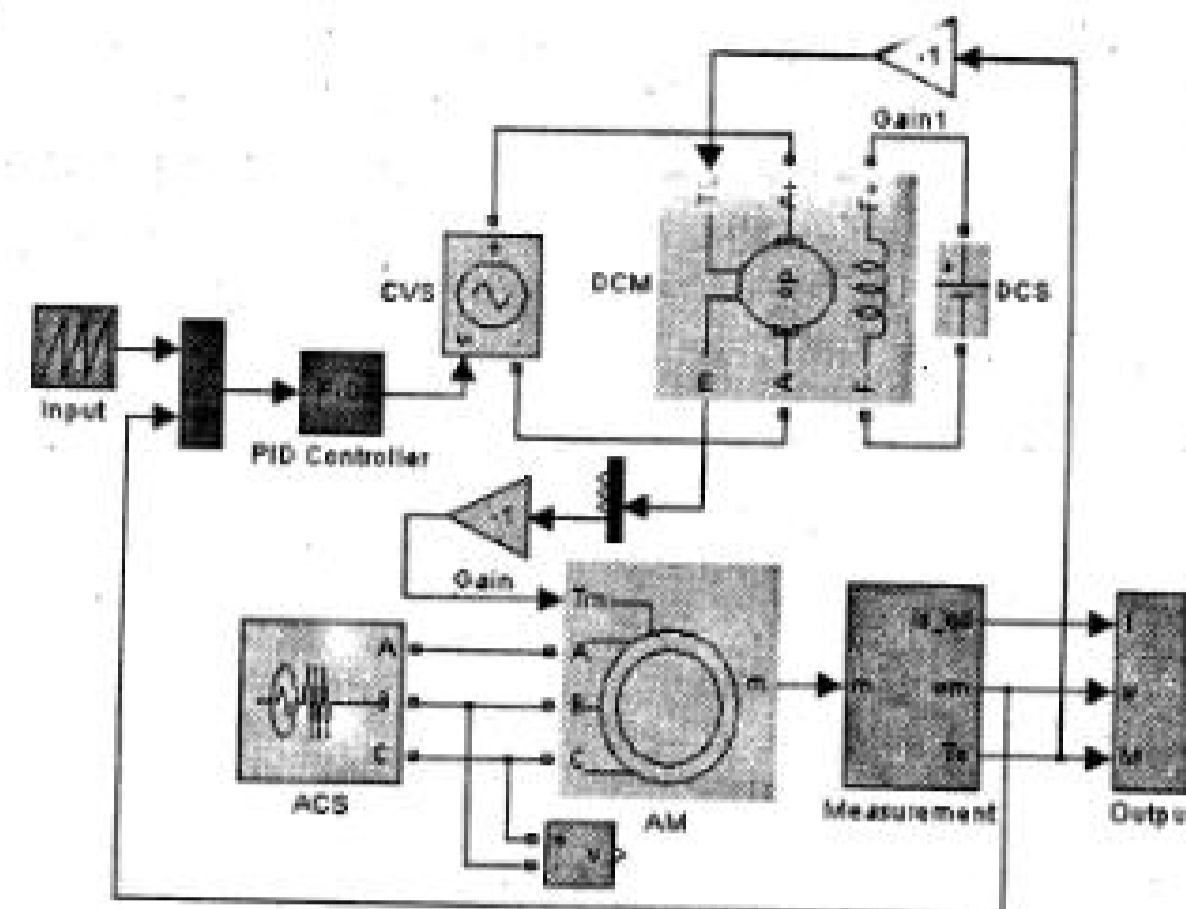


Рис. 6.13. Модель виртуальной установки для снятия статических характеристик асинхронной машины

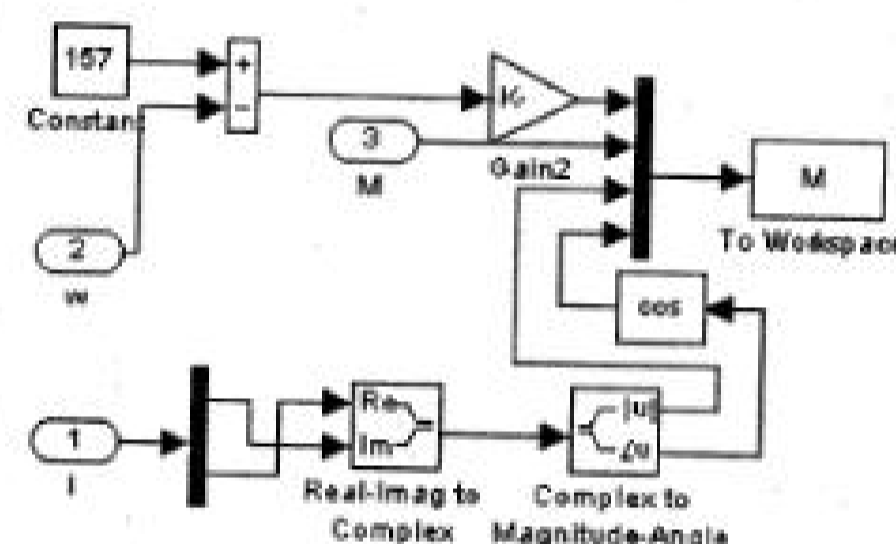


Рис. 6.14. Модель блока Output

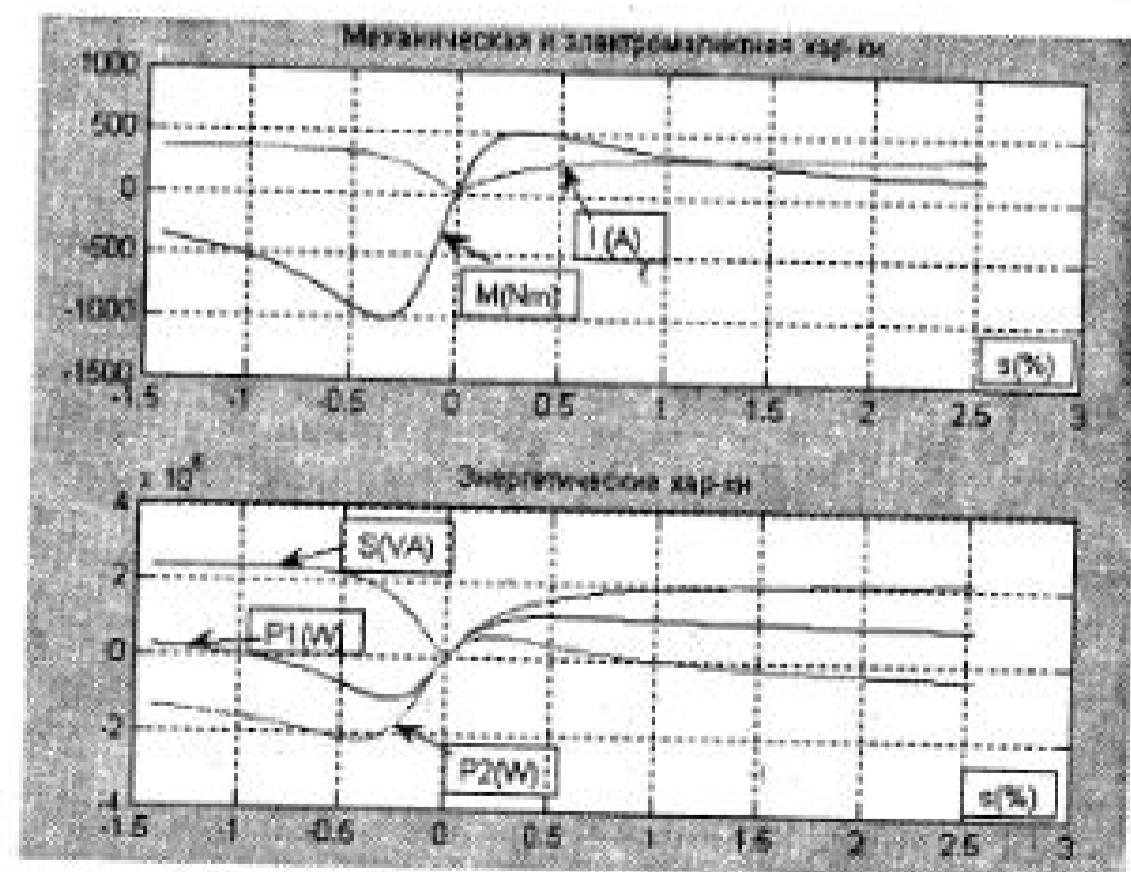


Рис. 6.15. Статические характеристики асинхронной машины

ой машины. Модель этого блока представлена на рис. 6.14. Здесь вычисляется скольжение, амплитуда тока статора и коэффициент мощности. Блок (To Workspace) служит для передачи данных в рабочее пространство MATLAB. Программа для расчета статических характеристик представлена в файле *AKZ\_Stat\_Char*, а сами характеристики показаны на рис. 6.15.

### 6.3. Математическое описание и модели синхронных машин в пакете Sim Power System

#### 6.3.1. Магнитоэлектрическая синхронная машина

Библиотека синхронных машин пакета Sim Power System содержит в основном синхронные генераторы, однако имеются две модели синхронных двигателей, которые широко используются в системах мехатроники.

Первой из этих моделей является магнитоэлектрическая синхронная машина (Permanent Magnet Synchronous Machine).

Математическая модель машины состоит из двух частей — электромагнитной и электромеханической. Математическое описание электромагнитной части модели зависит от характера распределения поля в зазоре. При синусоидальном распределении поля электромагнитная часть машины описывается системой дифференциальных уравнений во вращающейся системе координат, которые обозначены через d и q.

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q, \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\lambda p \omega_r}{L_q}, \\ T_e &= 1.5 p [\lambda i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \end{aligned} \quad (6.5)$$

где амплитуды тока и напряжения статора по осям d, q,  $\lambda$  — амплитуда потока постоянного магнита ротора сцепленного с обмоткой статора,  $T_e$  — электромагнитный момент,  $\omega_r$  — угловая скорость вращения ротора,  $L_d, L_q$  — индуктивности по осям d, q, R — сопротивление статора, p — число пар полюсов.

Пиктограмма и окно настройки параметров машины показаны на рис. 6.16.

В первом поле Flux distribution (форма магнитного поля в зазоре) из выпадающего списка можно выбрать два типа распределения. 1 Синусоидальное распределение магнитного поля в воздушном зазоре. 2 Трапецеидальное распределение магнитного поля в воздушном зазоре.

Во втором и третьем полях параметры задаются так, как в асинхронной машине.

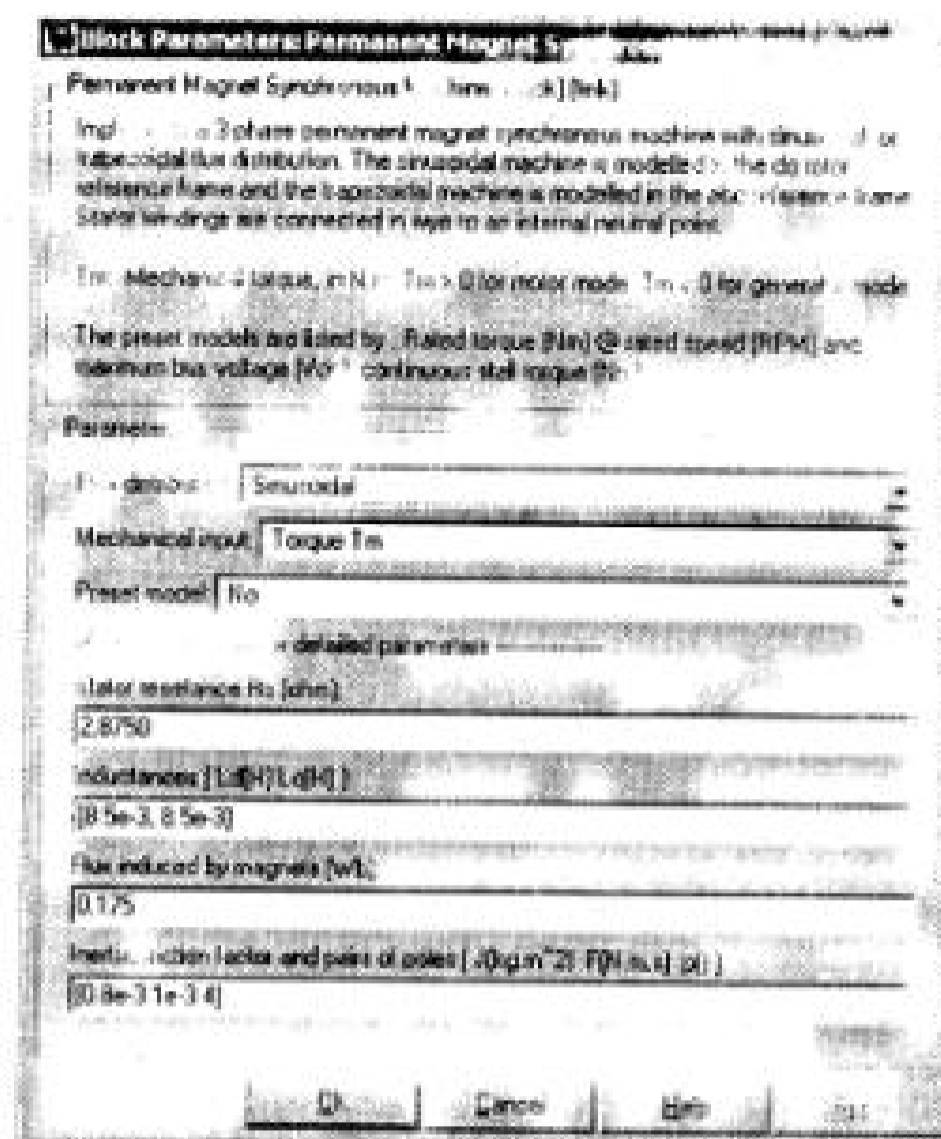


Рис. 6.16. Пиктограмма и окно настройки параметров синхронной машины при синусоидальном поле

В остальные поля окна вводятся параметры модели во вращающейся системе координат в соответствии с математическим описанием.

При трапецеидальном распределении магнитного поля в зазоре электромагнитная часть машины описывается системой дифференциальных уравнений в фазовых координатах неподвижной системы координат:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{3L_s} [2u_{ab} + u_{bc} - 3R_s i_a + \lambda p \omega_r (-2\Phi'_a + \Phi'_b + \Phi'_c)], \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{3L_s} [-u_{ab} + u_{bc} - 3R_s i_b + \lambda p \omega_r (\Phi'_a - 2\Phi'_b + \Phi'_c)], \\ \frac{di_c}{dt} &= -\left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right), \\ T_e &= p\lambda(\Phi'_a i_a + \Phi'_b i_b + \Phi'_c i_c), \end{aligned} \quad (6.6)$$

где  $u_{ab}, u_{bc}$  — линейные напряжения,  $i_a, i_b, i_c$  — фазные токи,  $\Phi'_a, \Phi'_b, \Phi'_c$  — единичные трапецеидальные функции, которые определяются в соответствии с рис. 6.17.

Для синхронной машины с трапецеидальным распределением поля окно выбора параметров отличается от рассмотренных (рис. 6.16) для синусоидально распределенного поля. Панель настройки параметров для этого случая показана на рис. 6.18.

Здесь в поле Back EFM flat area (degree) вписывается значение ширины основания трапецеидальной функции в градусах (рис. 6.17).

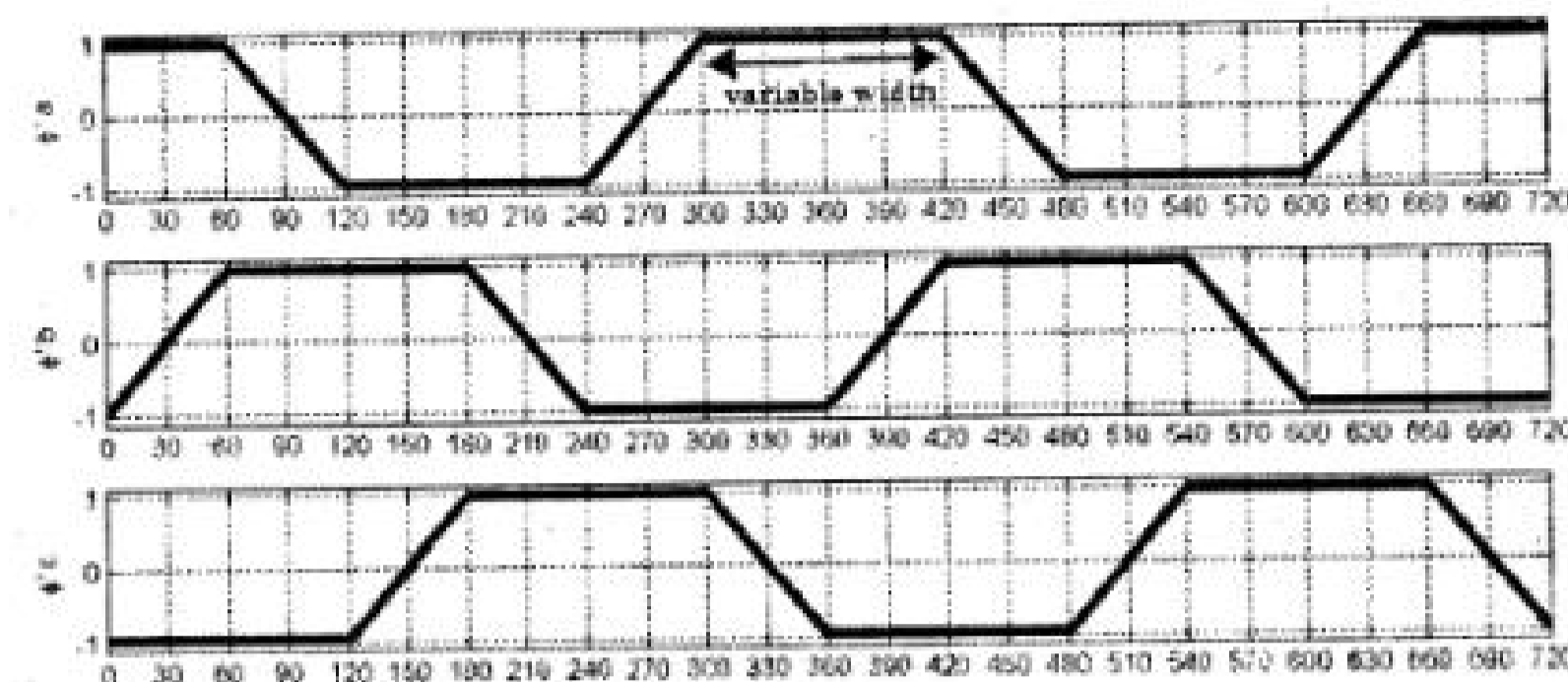


Рис. 6.17. Единичные трапецеидальные функции

Синхронные магнитоэлектрические двигатели с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре используются для построения вентильных двигателей (ВД).

Синхронные магнитоэлектрические двигатели с трапецеидальным распределением магнитного поля в зазоре используются для построения бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ).

Описание этих двигателей и мехатронных систем на их основе рассмотрено в девятой главе.

Электрохимическая часть описывается одинаково для обеих моделей уравнением

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} (T_e - F\omega_r - T_m), \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r, \end{aligned} \quad (6.7)$$

где  $J$  — суммарный момент инерции на валу,  $F$  — коэффициент вязкого трения,  $\theta_r$  — угол поворота ротора,  $T_m$  — внешний момент приложенный к валу машины.

Для измерения переменных состояния машин переменного тока используется универсальный блок Measurement (рис. 6.10). В первом поле (Machine type) окна настройки параметров блока вводится тип машины. В остальных полях птичками отмечаются переменные состояния, которые выводятся для измерения:

Вместо универсального блока Measurement для измерения переменных состояний машины может быть использован блок Bus Selector из библиотеки Signal Routing пакета Simulink, представленный на рис. 6.19. При подключении блока к измерительному порту машины в левом окне блока записываются все переменные состояния, которые могут быть измерены. В правое окно блока переносятся те переменные состояния машины, которые подлежат измерению.

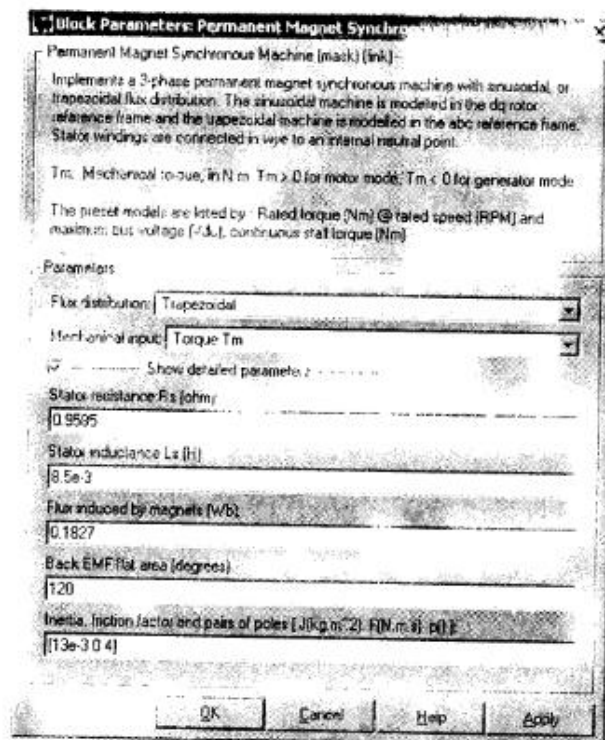


Рис. 6.18. Пиктограмма и окно настройки параметров синхронной машины при трапецидальном поле

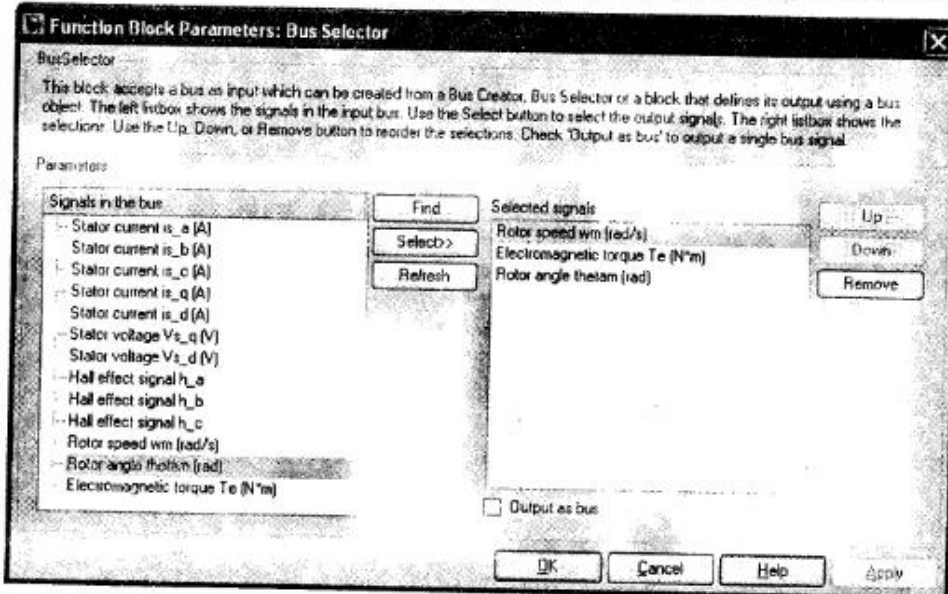


Рис. 6.19. Блок Bus Selector

Этим блоком следует воспользоваться для измерения переменных состояния виртуальной модели с трапецидальным распределением поля, на основе которой строится БДПТ.

В общем случае на выходном порту виртуальной модели измеряются переменные состояния, представленные таблицей 6.2.

Из таблицы 6.2 видно, что в виртуальной модели с трапецидальным распределением поля на выходном измерительном порту «m» генерируется три логических сигнала (Hall effect signal — сигналы с датчиков Холла). Длительность этих сигналов составляет 180 эл. град., ими управляется силовой полупроводниковый преобразователь (коммутатор).

Definition	Units	Symbol	Sinusoidal model	Trapezoidal model
Startor current is_a	A	ia	1	1
Startor current is_b	A	ib	2	2
Startor current is_c	A	ic	3	3
Startor current is_q	A	iq	4	N/A
Startor current is_d	A	id	5	N/A
Startor Voltage Vs_q	V	vq	6	N/A
Startor Voltage Vs_d	V	vd	7	N/A
Phase backEMF e_a	V	ea	N/A	4
Phase backEMF e_b	V	eb	N/A	5
Phase backEMF e_c	V	ec	N/A	6
Hall effect signal h_a*	logic 0-1	ha	8	7
Hall effect signal h_b*	logic 0-1	hd	9	8
Hall effect signal h_c*	logic 0-1	hc	10	9
Rotor speed wm	rad/s	$\omega_r$	11	10
Rotor angle thetam	rad	$\theta_r$	12	11
Electromagnetic torque Te	N.m	Te	13	12

Таблица 6.2.

N/A-обозначает отсутствие сигнала.

### 6.3.2. Шаговые двигатели

В пакете Sim Power System представлена модель реактивного шагового двигателя с различным сочетанием количества статорных и роторных полюсов.

Пиктограмма и окно настройки шагового двигателя показаны на рис. 6.20. В первом поле (Type) задается сочетание количества статорных и роторных полюсов. Здесь предлагается три варианта 6/4, 8/6, 10/8. Первая цифра обозначает количество явно выраженных полюсов статора, вторая — количество явно выраженных полюсов ротора. В поле Machine model при выборе опции Generic model параметры двигателя задаются в окне настройки параметров. При выборе опции Specific model эти параметры можно задать во внешних файлах MATLAB.

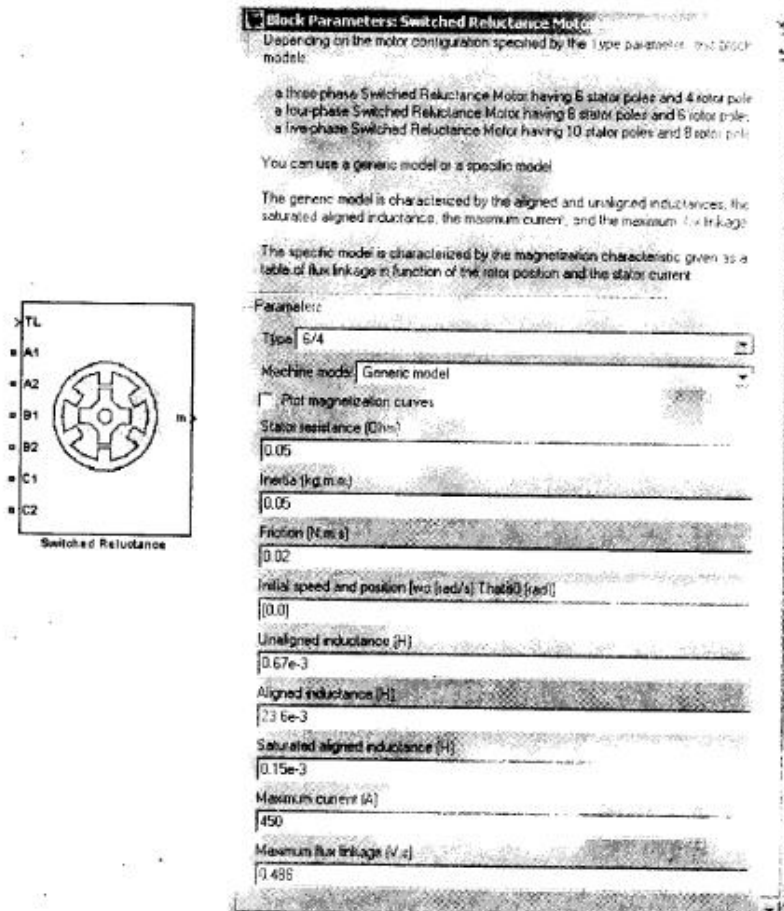


Рис. 6.20. Пиктограмма и окно настройки шагового двигателя

Суммарный момент инерции на валу (Inertia), коэффициент вязкого трения (Friction), начальная скорость и начальный угол поворота ротора (Initial speed and position) являются обычными параметрами, аналогичными для всех электрических машин. Все остальные параметры выясняет рис. 6.21.

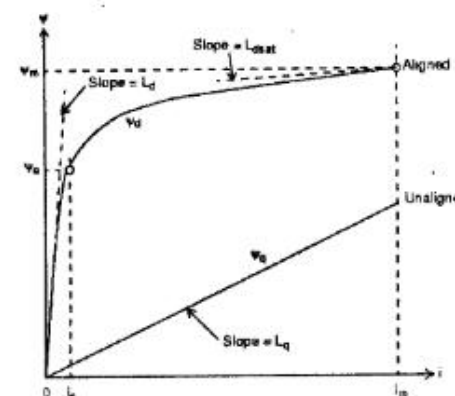


Рис. 6.21. Предельные кривые намагничивания шагового двигателя

В поле Unalignet inductance задается индуктивность статорной обмотки при несовпадении полюсов статора и ротора (при смещении этих полюсов на 90 эл.градусов). В поле Alignet inductance задается индуктивность статорной обмотки при совпадении полюсов статора и ротора. Эта характеристика для реактивного шагового двигателя является нелинейной (рис. 6.21), поэтому задаются ее начальное значение (Alignet inductance) и конечное значение при насыщении (Saturated Alignet inductance). Кроме того задается максимальный ток (Maximum current) и соответствующее ему потокосцепление (Maximum flux linkage).

Простановка птички в поле Plot magnetization curves открывает окно (рис. 6.22) с семейством кривых намагничивания шагового двигателя для различных углов смещения полюсов статора и ротора.

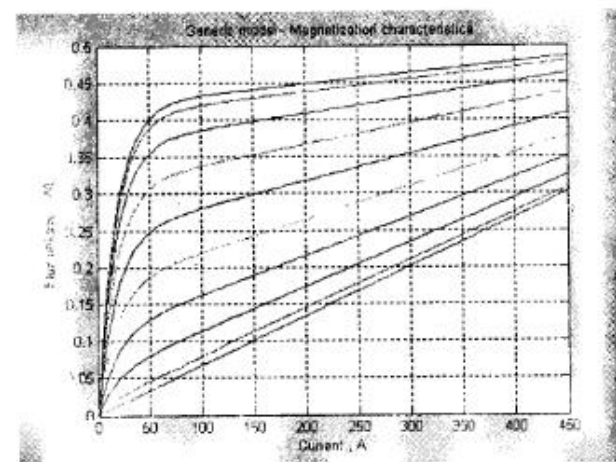


Рис. 6.22. Семейство кривых намагничивания шагового двигателя

На выходном порту блока измеряются:

- напряжение статора;
- потокосцепление статора;
- ток статора;
- электромагнитный момент;
- скорость ротора;
- угол поворота ротора.

При этом измерения необходимо производить блоком Bus Selector из библиотеки Signal Routing пакета Simulink (рис. 6.19).

## Глава 7. Модельное проектирование мехатронных систем постоянного тока [2, 3, 11, 12, 20, 24]

### 7.1. Математическое описание, структурные схемы и модели двигателя постоянного тока

В системах мехатроники преимущественное применение нашли двигатели постоянного тока с независимым возбуждением или магнитоэлектрические. Управление этими двигателями, как правило, осуществляется по цепи якоря. Уравнения, которыми описываются электромагнитные и электромеханические процессы в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением имеют вид:

$$\begin{aligned} u_{\text{я}} &= R_{\text{я}} \left( T_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + i_{\text{я}} \right) + e_{\text{я}}, \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_{\text{H}}, \\ \omega_m &= \frac{d\theta_m}{dt}, \\ e_{\text{я}} &= k_E \omega_m, M = k_M i_{\text{я}}. \end{aligned} \quad (7.1)$$

В уравнениях (7.1)  $u_{\text{я}}, i_{\text{я}}, e_{\text{я}}$  — напряжение, ток и противо ЭДС якоря,

$L_{\text{я}}, R_{\text{я}}, T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}$  индуктивность, сопротивление и электромагнитная постоянная

времени якоря,  $\omega_m, M, M_{\text{H}}, \theta_m$  — механическая угловая скорость, электромагнитный момент, момент нагрузки и механический угол поворота вала,  $J$  — момент инерции ротора, коэффициенты  $k_E, k_M$  являются конструктивными постоянными.

Параметры двигателя, входящие в уравнения (7.1) рассчитываются на основе паспортных данных, помещенных в справочных материалах.

$P_{\text{H}}$ [кВт]	$U_{\text{я}} = U_{\text{в}}$ [В]	$n_{\text{H}}$ [об/мин]	$I_{\text{я}}$ [А]	$R_{\text{я}}$ [Ом]	$R_{\text{в}}$ [Ом]	$J$ [кг·м <sup>2</sup> ]
0.12	110	3000	1.53	1.48	642	0.06
0.2	110	3000	2.46	0.762	560	0.08
0.25	110	3000	3.05	0.945	827	0.14
0.37	110	3000	4.4	0.546	934	0.16
0.45	110	3000	5.6	0.585	400	0.36
1.0	110	3000	9.96	0.561	500	0.8

Таблица 7.1

В качестве примера в таблице 7.1 приведены параметры малоинерционных двигателей постоянного тока с электромагнитным возбуждением, разработанные для робототехнических комплексов.

В таблице 7.1 введены следующие обозначения:

- номинальная мощность двигателя  $P_{\text{H}}$  [кВт];
- номинальное напряжение питания якоря  $U_{\text{я}}$  [В];
- номинальное напряжение возбуждения  $U_{\text{в}}$  [В];
- номинальный ток якоря  $I_{\text{я}}$  [А];
- номинальная скорость вращения якоря  $n_{\text{H}}$  [об/мин];
- сопротивление обмотки якоря  $R_{\text{я}}$  [Ом];
- сопротивление обмотки возбуждения  $R_{\text{в}}$  [Ом].

Номинальный момент двигателя в (Нм), номинальный ток возбуждения в (А), конструктивные постоянные и индуктивность якоря рассчитываются из уравнений:

$$\begin{aligned} M_{\text{H}} &= \frac{P_{\text{H}}}{\omega_{\text{H}}} = \frac{30 P_{\text{H}}}{\pi n_{\text{H}}} & I_{\text{в}} &= \frac{U_{\text{в}}}{R_{\text{в}}} & k_{\text{M}} &= \frac{M_{\text{H}}}{I_{\text{я}}} \\ k_{\text{E}} &= \frac{30(U_{\text{я}} - R_{\text{я}} I_{\text{я}})}{\pi n_{\text{H}}} & L_{\text{я}} &\approx \frac{30 U_{\text{я}} c_{\text{x}}}{\pi n_{\text{H}} I_{\text{я}}}, \end{aligned} \quad (7.2)$$

где  $c_{\text{x}} = 0.3-0.4$  — эмпирический коэффициент.

Передающие функции скоростной части ДПТ по управляющему и возмущающему воздействиям могут быть представлены соответственно выражениями:

$$W(s) = \frac{\omega_m(s)}{u_{\text{я}}(s)} = \frac{1/k_E}{\frac{T_{\text{я}}}{K_1 K_2 k_E} s^2 + \frac{1}{K_1 K_2 k_E} s + 1} \quad (7.3)$$

$$W'(s) = \frac{\omega_m(s)}{M_{\text{H}}(s)} = - \frac{\frac{(T_{\text{я}} s + 1) \cdot k_{\text{M}}}{k_E}}{\frac{T_{\text{я}}}{K_1 K_2 k_E} s^2 + \frac{1}{K_1 K_2 k_E} s + 1} \quad (7.4)$$

В выражениях (7.3), (7.4) введены обозначения:

$$K_1 = \frac{1}{R_{\text{я}}}, \quad K_2 = \frac{k_{\text{M}}}{J}. \quad (7.5)$$

Корни характеристического уравнения определяются выражением

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \mp \frac{1}{2T_{\text{я}}} \sqrt{1 - 4T_{\text{я}} K_1 K_2 k_E}. \quad (7.6)$$

В зависимости от соотношения параметров  $K_1, K_2, T_1$  и  $k_E$  корни характеристического уравнения могут быть либо вещественными либо комплексно-сопряженными. При выполнении условия  $4T_1K_1K_2k_E \leq 1$  корни характеристического уравнения являются вещественными, эквивалентная передаточная функция ДПТ по управляющему воздействию может быть представлена в виде двух последовательно включенных аperiодических звеньев первого порядка с постоянными времени  $T_1, T_2$  и коэффициентом передачи  $1/k_E$ .

$$W(s) = \frac{x(s)}{u_{\text{я}}(s)} = \frac{1/k_E}{(T_1s+1)(T_2s+1)}, \quad (7.7)$$

где  $T_1 = -1/s_1, T_2 = -1/s_2$ .

В качестве примера рассмотрим двигатель мощностью 0,45 кВт (табл. 7.1) параметры структурной схемы, рассчитанные по выражениям (7.2), представлены в таблице 7.2.

$K_1$	$K_2$	$k_M$	$k_E$	$T_{\text{я}}$	$T_1$	$T_2$
1/Ом	1/Амс <sup>2</sup>	Нм/А	Вс	с	с	с
1.72	0.72	0.26	0.34	0.043	0.044	2.15

Таблица 7.2

Модель двигателя (файл *DC\_Mod*), построенная в соответствии с уравнением (7.1) представлена на рис. 7.1, а его динамические характеристики по управлению и по возмущению показаны на рис. 7.2, рис. 7.3.

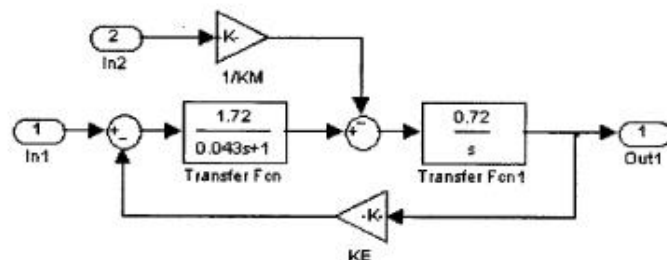


Рис. 7.1. Модель двигателя постоянного тока

Для получения динамических характеристик здесь используется пакет расширения Control System с его графическим интерфейсом, в котором эталонным сигналом является 1В.

Из характеристик (рис. 7.2, 7.3) видно, что по управлению и возмущению ДПТ с данными параметрами представляет собой аperiодическое звено. Причем по возмущению коэффициент передачи более чем в 2 раза больше, чем по управлению.

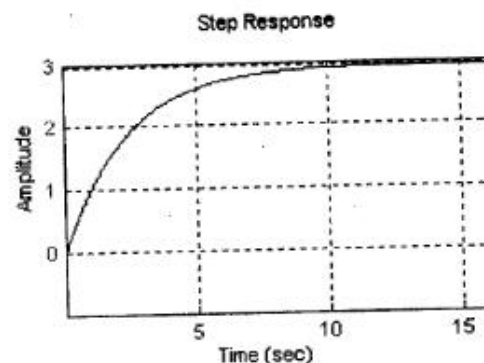


Рис. 7.2. Динамическая характеристика ДПТ по управлению

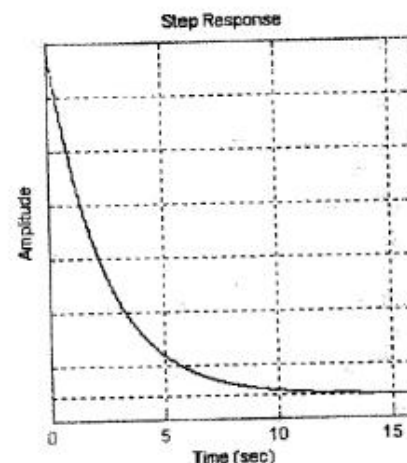


Рис. 7.3. Динамическая характеристика ДПТ по возмущению

Для придания скоростному контуру требуемых свойств используются регуляторы, структура и параметры которых зависят от параметров ДПТ и требований, предъявляемых к скоростному контуру.

## 7.2. Синтез регуляторов в одноконтурной скоростной системе постоянного тока

Структурная схема системы с исполнительным двигателем постоянного тока (ДПТ), управляемого по цепи якоря, представлена на рис. 7.4. Она включает сам двигатель, представленный последовательно включенными аperiодическим звеном первого порядка и интегрирующим звеном, охваченными обратной связью через безинерционное звено ( $k_E$ ).

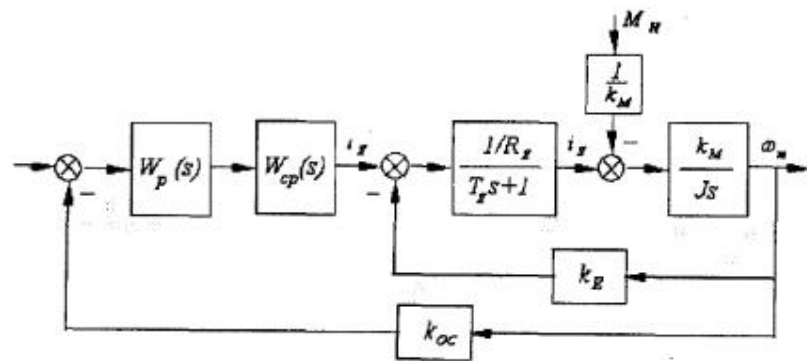


Рис. 7.4. Структурная схема одноконтурной скоростной системы постоянного тока

Двигатель постоянного тока управляется от силового регулятора, представленного звеном  $W_{cp}(s)$ . Силовой регулятор (в данном случае реверсивный широтно-импульсный преобразователь) управляется от регулятора с передаточной функцией  $W_p(s)$ , на вход которого подается разность сигнала управления и обратной связи по скорости.

Первоначально рассмотрим синтез регуляторов скоростной системы, в которой момент нагрузки является независимой от координат системы функцией. В этом случае момент нагрузки является возмущением, которое система должна компенсировать.

**Пример 7.1.** Для случая, когда постоянные времени сильно различаются  $T_2 \gg T_1$ , целесообразно строить ПИ регулятор (гл. 3), который компенсировал бы большую постоянную времени объекта

$$W_p(s) = \frac{(T_2 s + 1) \cdot k_p}{T_2 s} = k_p + \frac{k_p}{T_2 s} = k_{II} + \frac{k_I}{s}. \quad (7.8)$$

Тогда передаточная функция разомкнутой системы будет равна:

$$W_{раз}(s) = \frac{(T_2 s + 1) \cdot k_{cp} k_p k_{oc}}{T_2 s} \cdot \frac{1/k_E}{(T_1 s + 1) \cdot (T_2 s + 1)} = \frac{k_{cp} k_p k_{oc} / k_E}{T_2 s \cdot (T_1 s + 1)} \quad (7.9)$$

Оптимум по модулю в такой системе достигается при  $\frac{T_2 k_E}{k_{cp} k_p k_{oc}} = 2T_1$ , откуда находятся

коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной части регулятора.

$$k_{II} = k_p = \frac{T_2 k_E}{2T_1 k_{cp} k_{oc}}, \quad k_I = \frac{k_p}{T_2} \quad (7.10)$$

Модель одноконтурной скоростной системы (файл *DC\_Mod\_Reg1*) показана на рис. 7.5. Двигатель в модели представлен тремя звеньями (Transfer Fcn, Transfer

Fcn1,  $k_r$ ). Момент нагрузки на двигатель моделируется двумя блоками (Step,  $1/k_M$ ). Силовой регулятор представлен безинерционным звеном (Kcp) с насыщением, которое определяется конечной величиной напряжения питания силового регулятора.

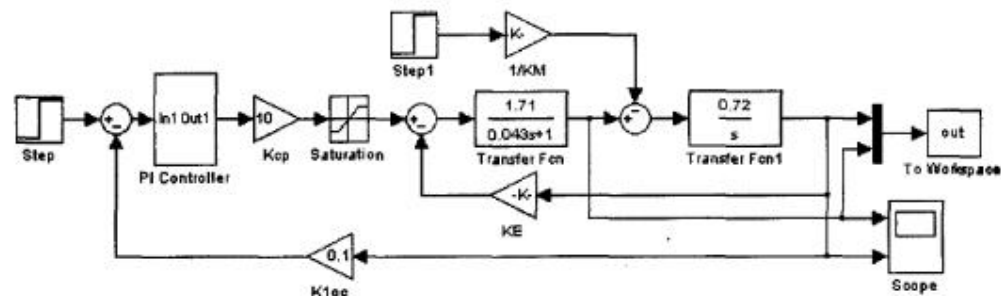


Рис. 7.5. Модель одноконтурной скоростной системы постоянного тока

При  $k_{cp} = 10$ ,  $k_{oc} = 0,1$  параметры регулятора, рассчитанные по уравнению (7.10) будут равны  $k_{II} = 8,3$ ,  $k_I = 3,86$ , а переходные процессы в замкнутом скоростном контуре по току (моменту) и скорости при скачке входного сигнала в момент времени  $t = 0$  и скачке возмущающего сигнала (момента на валу ДПТ) в момент времени  $t = 0,5c$  представлены характеристиками на рис. 7.6.

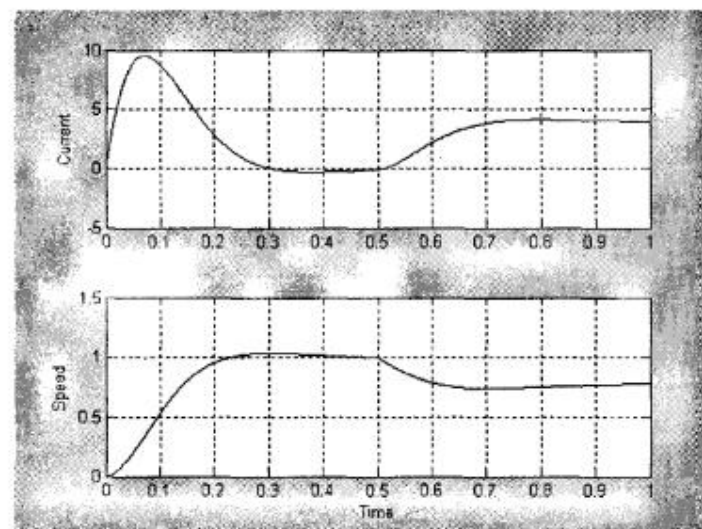


Рис. 7.6. Переходные процессы в одноконтурной скоростной системе постоянного тока при  $T_2 \gg T_1$

В замкнутой системе процесс по возмущению аperiodический, при этом постоянная времени компенсации возмущающего сигнала приблизительно равна постоянной  $T_2$  двигателя.

Для проверки правильности расчета параметров регулятора с реальным ШИП следует использовать модели силового регулятора, полученные в гл. 5, (рис. 5.41, 5.42). На рис. 7.7 показаны переходные процессы по скорости в замкнутой системе с симметричным и несимметричным ШИП, коэффициент усиления которых приняты равными  $k_{cp} = 10$ , т. е. такими же как в непрерывной модели рис. 7.6.

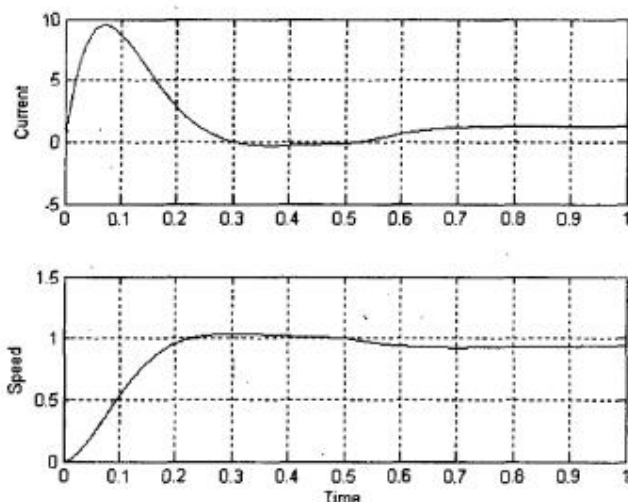


Рис. 7.7. Переходные процессы в одноконтурной системе постоянного тока с ШИП

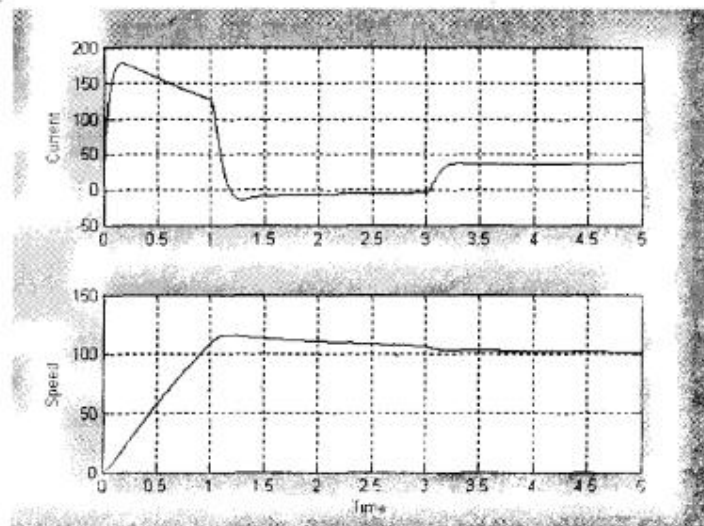


Рис. 7.8. Переходные процессы в одноконтурной скоростной системе постоянного тока «в большом»

Сравнение результатов моделирования непрерывной модели с безинерционным силовым регулятором и модели с «реальным» ШИП свидетельствует о достаточно хорошем совпадении этих результатов. Поэтому во многих практических случаях можно строить одноконтурную систему постоянного тока, считая ШИП безинерционным динамическим звеном.

При значительной величине входного сигнала в силовом преобразователе происходит ограничение напряжения, связанное с конечной величиной питания (в данном случае  $U_{\pi} = 110 В$ ). Переходные процессы по управлению и возмущению (в «большом») для этого режима работы системы показаны на рис. 7.8

При анализе нелинейной системы важно убедиться в ее устойчивости. Поэтому вывод о том, что система остается устойчивой в «большом» можно считать достаточным при исследовании. При нарастании скорости на интервале от 0 до 1,0 с в осциллограмме тока явно прослеживается влияние противо ЭДС.

**Пример 7.2.** В случае, когда эквивалентные постоянные времени различаются незначительно для придания звену второго порядка, описанного уравнением (7.3), заданных динамических качеств, как это следует из материалов гл.3, необходимо использовать ПИД регулятор с передаточной функцией

$$W_p(s) = k_{\pi} + \frac{k_{\pi}}{s} + \frac{k_D s}{T_D s + 1} = \frac{k_{\pi}}{s} \times \frac{k_D + T_D \cdot k_{\pi}}{s^2 + \frac{k_{\pi} + T_D \cdot k_{\pi}}{k_{\pi}} s + 1} \times \frac{k_{\pi}}{T_D s + 1} \quad (7.11)$$

Параметры регулятора, обеспечивающие оптимум по модулю в замкнутой скоростной системе, рассчитываются по уравнениям:

$$T_D < T_1, \quad k_{\pi} = \frac{k_E}{2T_D k_{cp} k_{oc}}, \quad (7.12)$$

$$\frac{k_D + T_D \cdot k_{\pi}}{k_{\pi}} = T_1 T_2, \quad \frac{k_{\pi} + T_D \cdot k_{\pi}}{k_{\pi}} = T_1 + T_2.$$

Рассмотрим предыдущий пример с электромагнитной постоянной якорной цепи  $T_{\pi} = 0,43$ , тогда  $T_1 = 0,56$ ,  $T_2 = 1,71$ .

Приняв  $T_D = 0,01$ ,  $K_{cp} = 10$ ,  $K_{oc} = 0,1$ , определим  $k_{\pi} = 17$ ,  $k_{\pi} = 38,42$ ,  $k_D = 16,2$

На рис. 7.9 показаны динамические характеристики замкнутой скоростной системы в «малом» (файл *DC\_Mod\_Reg1a*). Следует отметить, что наличие дифференцирующего звена в регуляторе значительно сужает линейную область работы системы по входному сигналу.

Динамические процессы в системе в «большом» представлены на рис. 7.10.

Здесь так же как и в предыдущем примере выход системы в насыщение не приводит в потере устойчивости.

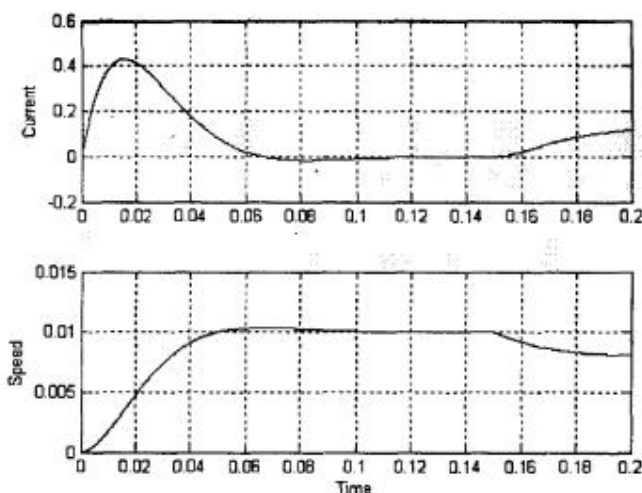


Рис. 7.9. Переходные процессы в одноконтурной скоростной системе постоянного тока при  $T_2 \geq T_1$

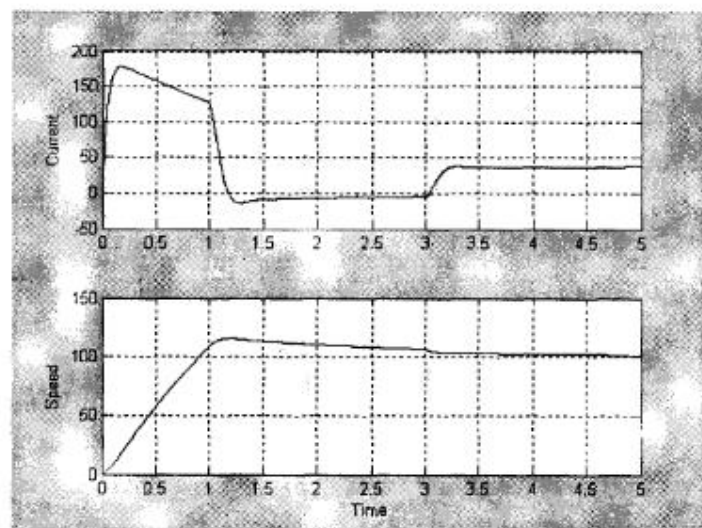


Рис. 7.10. Переходные процессы в одноконтурной скоростной системе постоянного тока «в большом»

При  $4T_1K_1K_2k_E > 1$  корни характеристического уравнения являются комплексно-сопряженными, эквивалентная передаточная функция ДПТ по управляющему воздействию может быть представлена в виде колебательного звена с параметрами  $T, \xi$  и коэффициентом передачи  $1/k_E$

$$W(s) = \frac{\omega_m(s)}{u_R(s)} = \frac{1/k_E}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}, \quad (7.13)$$

где  $T = \sqrt{T_1 / K_1 K_2 k_E}$ ,  $\xi = 1 / \sqrt{4T_1 K_1 K_2 k_E}$ .

Для такой системы (см. табл. Гл. 3) используется ПИД регулятор с реальным дифференцирующим звеном, параметры такого регулятора выбираются в соответствии с требованиями к динамике замкнутой системы (табл.3.2, гл. 3). Например, при настройке скоростной системы на оптимум по модулю параметры ПИД регулятора находятся из уравнений:

$$T_D < 2\xi T, \quad k_H = \frac{k_E}{2T_D k_{cp} k_{oc}}, \quad \frac{k_D + T_D \cdot k_H}{k_H} = T^2, \quad \frac{k_P + T_D \cdot k_H}{k_H} = 2\xi T. \quad (7.14)$$

Динамические свойства такой системы качественно не отличаются от рассмотренных в примере 7.2.

Переоборудование непрерывного регулятора из примера 7.1 к цифровому не приводит к существенному изменению динамических характеристик замкнутой системы, если период дискретизации определяется из условия  $T \leq 0.1T_1$ . На рис. 7.11 для сравнения представлены две модели. Верхняя из них повторяет модель (рис. 7.5), в ней силовой регулятор (ШИП) представлен непрерывным безинерционным звеном. Регулятор в этой модели также непрерывный, синтезирован в соответствии выражениями примера 7.1. Нижняя модель содержит «реальный» ШИП и переоборудованный цифровой регулятор. Модель находится в файле *DC\_Mod\_Reg1D*.

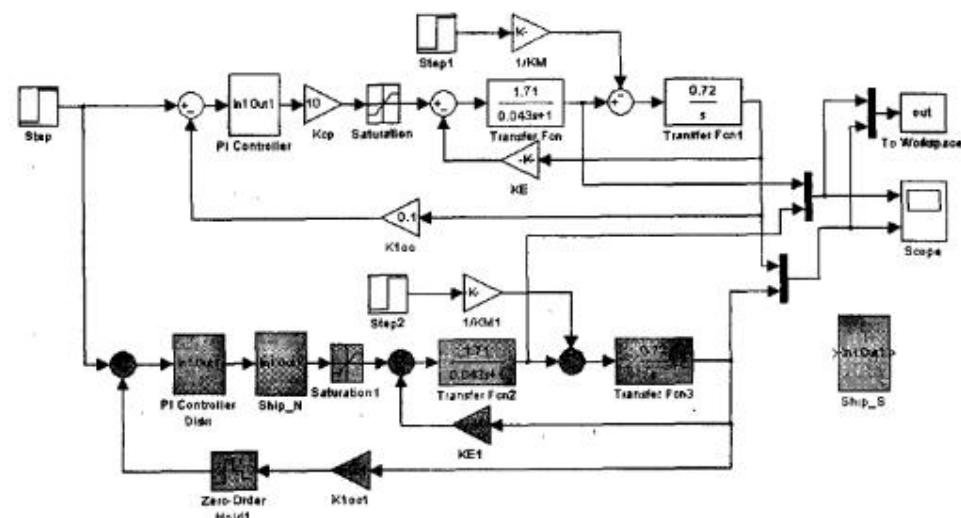


Рис. 7.11. Непрерывная и цифровая модели одноконтурной скоростной системы постоянного тока

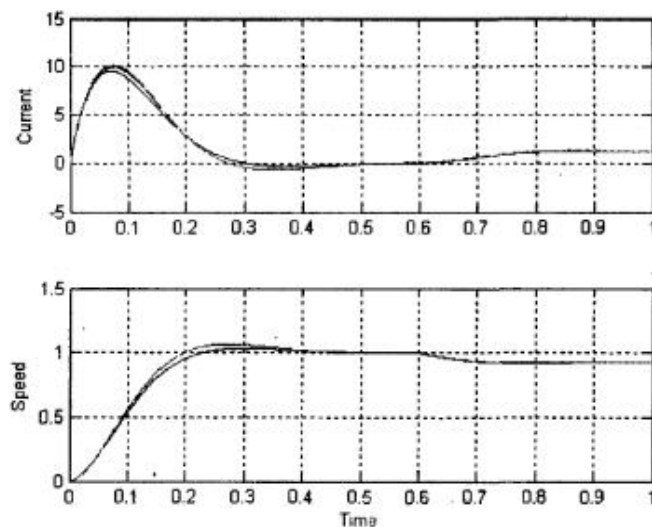


Рис. 7.12. Переходные процессы в одноконтурной скоростной системе с непрерывным и цифровым регуляторами

Результаты моделирования показаны на рис. 7.12. Из сравнения результатов видно, что система с «реальным» ШИП и цифровым регулятором имеет несколько большее перерегулирование и меньшее время первого согласования.

При переоборудовании непрерывного регулятора к цифровому для системы из примера 7.2 период дискретизации следует определять из условия  $T < 0.1T_D$ . В этом случае практически не наблюдается изменения динамики, в чем можно убедиться, запустив (файл *DC\_Mod\_Reg1aD*). В этой же модели имеются функциональные схемы симметричного и несимметричного ШИП. Если любой из этих ШИП включить в модель вместо непрерывного силового регулятора, то можно убедиться в том, что динамика системы не изменится.

### 7.3. Синтез регуляторов в двухконтурной скоростной системе постоянного тока

Когда инерционностью силового регулятора пренебречь нельзя, в скоростном контуре ДПТ используется двухконтурный регулятор (рис. 7.13). При этом первый контур называется токовым, второй — скоростным.

Такое построение дает ряд преимуществ перед одноконтурной системой.

Во-первых, в токовом контуре существенно снижаются влияние нелинейностей и запаздывания, которые может вносить силовой регулятор.

Во-вторых, в такой структуре просто реализуется ограничение тока якоря ДПТ, что практически всегда требуется в реальных системах.

В-третьих, при таком построении практически исключается влияние скорости на ток якоря (разрывается связь по  $k_E$ ), двигатель может быть представлен

двумя последовательно включенными динамическими звеньями. Первое звено апериодическое с постоянной времени  $T_y$ , второе — интегрирующее (рис. 7.13). Синтез регуляторов в такой структуре не зависит от соотношения постоянных времени и осуществляется по единой методике.

Когда в качестве силового регулятора используется широтно-импульсный преобразователь (ШИП), в токовом контуре можно использовать релейный регулятор. В этом случае токовый контур становится практически безынерционным, силовой регулятор приобретает свойства источника тока, а ДПТ — источника момента.

В-четвертых, для придания замкнутой системе заданных динамических характеристик в регуляторах исключаются дифференцирующие звенья, что улучшает помехоустойчивость и расширяет динамический диапазон работы системы.

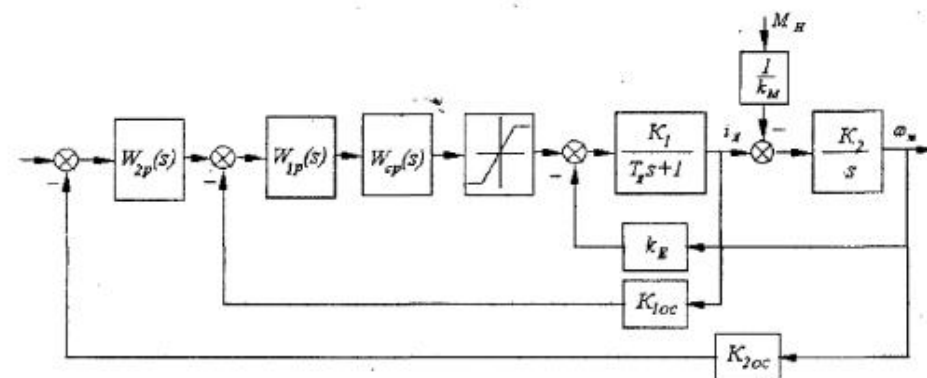


Рис. 7.13. Двухконтурная скоростная система постоянного тока

**Пример 7.3** Рассмотрим пример, где в качестве силового регулятора используется широтно-импульсный преобразователь (ШИП). Широтно-импульсный преобразователь представим звеном с запаздыванием на период коммутации  $T_{cp}$  и коэффициентом усиления  $k_{cp}$ . Кроме того, учтем насыщение, которое обусловлено конечной величиной напряжения питания ШИП и ограничение, которое осуществляется в системе. Постоянная времени запаздывания звена определяется частотой коммутации. Зададимся частотой коммутации 500 Гц, тогда  $T_{cp} = 0,002c$ .

При синтезе регулятора токового контура представим ШИП аperiodическим

звеном с передаточной функцией  $W_{cp}(s) = \frac{k_{cp}}{T_{cp}s + 1}$ , тогда передаточная функция разомкнутого внутреннего (токового) контура будет равна

$$W_{P,43}(s) = \frac{W_{1P}(s)k_{cp}k_{1oc}K_1}{(T_{cp}s+1)(T_{J}s+1)}. \quad (7.15)$$

Для рассматриваемого ДПТ  $T_{\text{я}} \gg T_{\text{ср}}$  и методика синтеза регулятора аналогична той, которая рассмотрена в примере 7.1.

При использовании ПИ регулятора с параметрами  $W_{1p}(s) = \frac{k_{1p}(T_{Я}s + 1)}{T_{Я}s}$  получим

$$W_{PA3}(s) = \frac{k_{1p}k_{cp}k_{1oc}K_1}{T_{Я}s(T_{cp}s + 1)} \quad (7.16)$$

Настройка замкнутого контура на оптимум по модулю реализуется при

$$k_{1p} = \frac{T_{Я}}{2T_{cp}k_{cp}k_{1oc}K_1} \quad (7.17)$$

При этом замкнутый внутренний контур может быть представлен передаточной функцией

$$W_{1s}(s) = \frac{1}{k_{1oc}} \frac{1}{2T_{cp}^2s^2 + 2T_{cp}s + 1} \approx \frac{1}{k_{1oc}} \frac{1}{2T_{cp}s + 1} \quad (7.18)$$

Для реализации оптимума по модулю во внешнем (скоростном) контуре нужно использовать П регулятор с коэффициентом усиления  $k_{2p} = \frac{k_{1oc}}{4T_{cp}K_2k_{2oc}}$ .

Модель двухконтурной системы (файл DC\_Mod\_Reg2) показана на рис. 7.14. Переходные процессы в модели двухконтурной системы в «малом» при  $T_{Я} = 0,043, T_{cp} = 0,002, k_{cp} = 10, k_{1oc} = 0,1, k_{2oc} = 0,05, k_{1p} = k_{1п} = 6,28, k_{1и} = 146,1, k_{2p} = 347,2$  показаны на рис. 7.15

Переходные процессы в «большом» показаны на рис. 7.16. Следует обратить внимание на то обстоятельство, что на ток (момент) не влияет противо ЭДС двигателя.

В замкнутой системе наблюдается статическая ошибка по возмущению.

Передаточная функция по возмущению для рассмотренной системы определяется из выражения:

$$W'(s) = \frac{\Delta\omega_m}{\Delta M_H} = \frac{-k_{1oc}}{k_M k_{2oc} k_{2p}} \frac{2T_{cp}s + 1}{2T_2T_{cp}s^2 + T_2s + 1}, \quad (7.19)$$

$$\text{где } T_2 = \frac{J \cdot k_{1oc}}{k_M k_{2oc} k_{2p}}.$$

Из выражения (7.19) следует, что по возмущению система является статической и провал скорости в установившемся режиме равен:

$$\Delta\omega_m = \frac{-k_{1oc}}{k_M k_{2oc} k_{2p}} \Delta M_H. \quad (7.20)$$

Для компенсации ошибки по скорости во внешний скоростной канал следует включить интегральную составляющую. Тогда передаточная функция замкнутой системы по возмущению будет равна

$$W'(s) = \frac{\Delta\omega_m}{\Delta M_H} = \frac{-k_{1oc}}{k_M k_{2oc} k_{2p}} \frac{2T_{2p}T_{cp}s^2 + T_{2p}s}{2T_2T_{2p}T_{cp}s^3 + T_2T_{2p}s^2 + T_{2p}s + 1} \quad (7.21)$$

где  $T_{2p}$  — постоянная времени ПИ регулятора в канале скорости.

Если задать  $T_{2p} \gg T_{cp}$ , то

$$W'(s) = \frac{\Delta\omega_m}{\Delta M_H} \approx \frac{-k_{1oc}}{k_M k_{2oc} k_{2p}} \frac{T_{2p}s}{T_2T_{2p}s^2 + T_{2p}s + 1} \quad (7.22)$$

На рис. 7.17 показан переходной процесс при использовании ПИ регулятора во внешнем канале. Добавление интегральной составляющей во внешний регулятор приводит одновременно к изменению параметров переходного процесса по управлению.

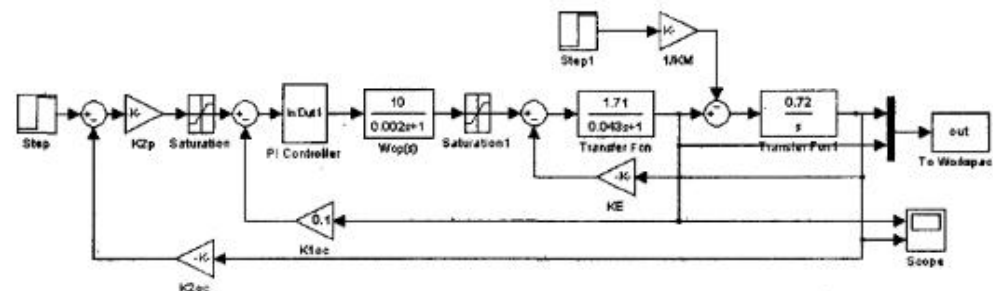


Рис. 7.14. Модель двухконтурной скоростной системы постоянного тока

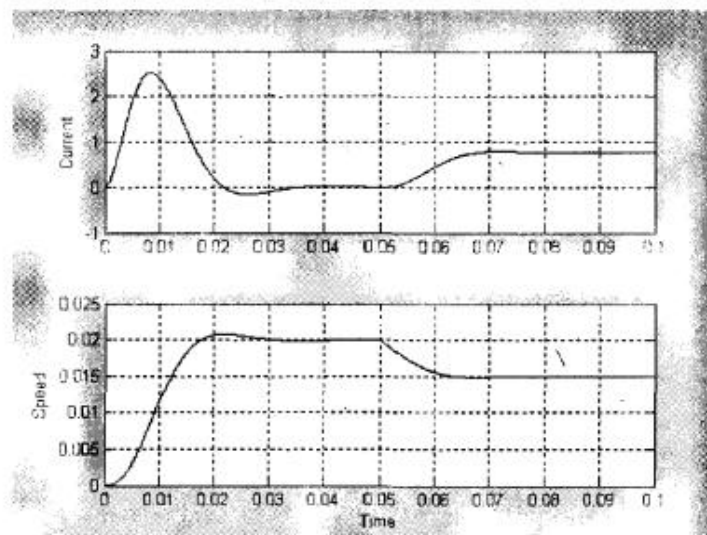


Рис. 7.15. Переходные процессы в двухконтурной скоростной системе постоянного тока

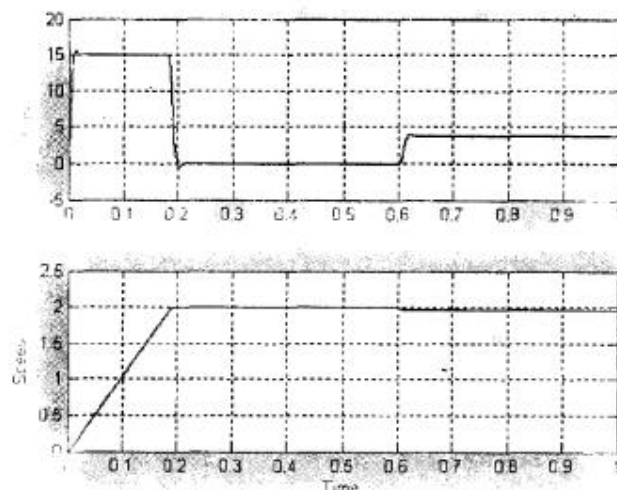


Рис. 7.16. Переходные процессы в двухконтурной скоростной системе «в большом»

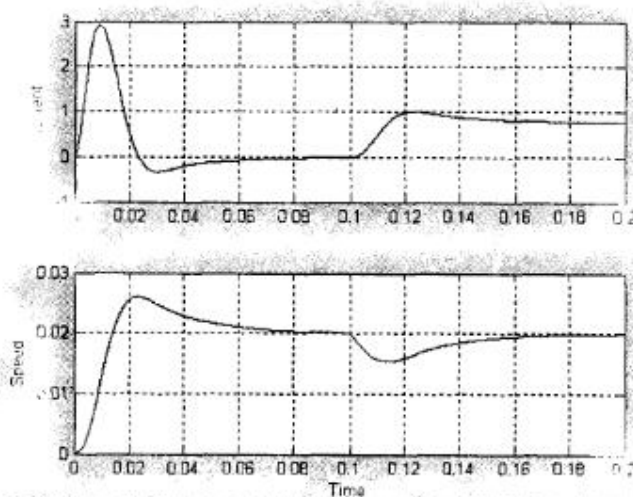


Рис. 7.17. Переходные процессы в двухконтурной скоростной системе с ПИ регулятором скорости

Переоборудование непрерывных регуляторов из примера 7.3 к цифровым и замена силового непрерывного регулятора «реальным» ШИП не приводит к заметному изменению динамики замкнутой системы при  $T < T_{cp}$ , в чем можно убедиться, запустив файл (DC\_Mod\_Reg2D)

#### 7.4. Синтез регуляторов в следящей системе постоянного тока

Выше рассмотрены типовые скоростные системы постоянного тока. Такие системы широко используются для стабилизации или регулирования скорости различных механизмов.

Следящие системы (системы, замкнутые по углу) широко используются при построении систем управления положением различных механизмов. Рассмотрим этот вопрос на примере построения следящей системы с широтно-импульсным преобразователем и релейным регулятором в контуре тока.

В этом случае контур тока можно считать безинерционным, а силовой регулятор — источником тока. Структурная схема такой системы представлена на рис. 7.18.

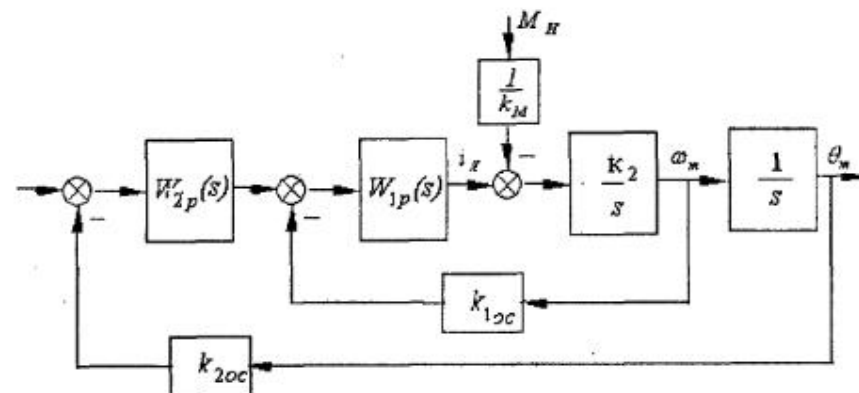


Рис. 7.18. Структурная схема следящей системы постоянного тока

**Пример 7.4.** Замкнутая структура содержит скоростной и угловой контуры, регуляторы в которых требуется синтезировать. Регулятор в скоростном контуре выберем так, чтобы разомкнутый контур удовлетворял требованию оп-

тимума по модулю  $W_{1p}(s) = \frac{k_{1p}}{(T_p s + 1)}$ , тогда

$$W_{1poc}(s) = \frac{k_{1p} K_2 k_{1oc}}{s(T_p s + 1)} = \frac{1}{2T_p(T_p s + 1)}, \quad (7.23)$$

Задаввшись  $T_p = 0,01$  с.,  $k_{1oc} = 1,0$ , определим  $k_{1p} = \frac{1}{2T_p K_2 k_{1oc}} = 70$ .

Аналогично предыдущему синтезируется внешний (угловой) контур при  $k_{2oc} = 1,0$ ,  $k_{2p} = \frac{1}{4T_p k_{2oc}} = 25$ .

Модель следящей системы показана на рис. 7.19 (файл *DC\_Mod\_Reg3*)

Переходные процессы в системе в «малом» представлены на рис. 7.20.

Так же как и в рассмотренных ранее примерах, здесь для ограничения максимального тока якоря на входе релейного регулятора тока включено звено с насыщением. Переходный процесс в системе в «большом» представлен на рис. 7.21, из которого следует, что по углу наблюдается большое перерегулирование. Для достижения приемлемых динамических характеристик в «большом» приходится включать нелинейные корректирующие устройства. Одна из многочисленных возможностей решения этой проблемы будет рассмотрена далее при синтезе регулятора для управления звеном робота.

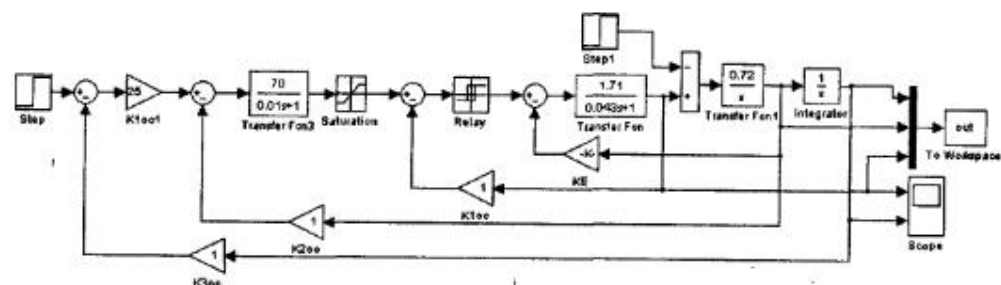


Рис. 7.19. Модель следящей системы постоянного тока

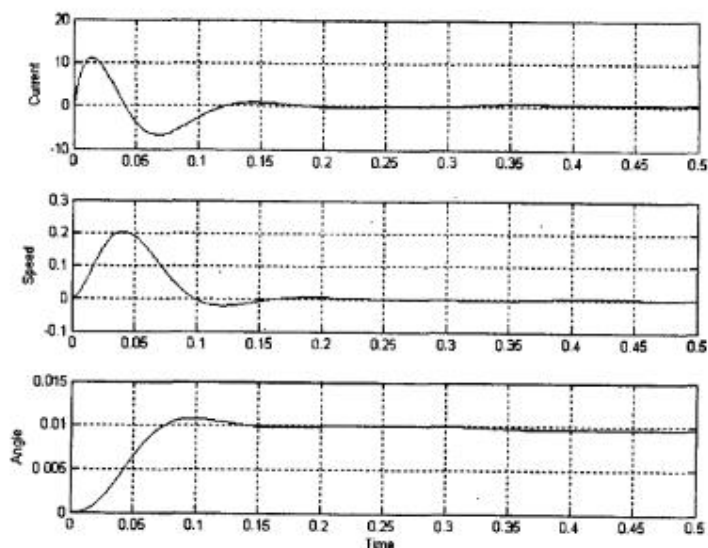


Рис. 7.20. Переходные процессы в следящей системе постоянного тока

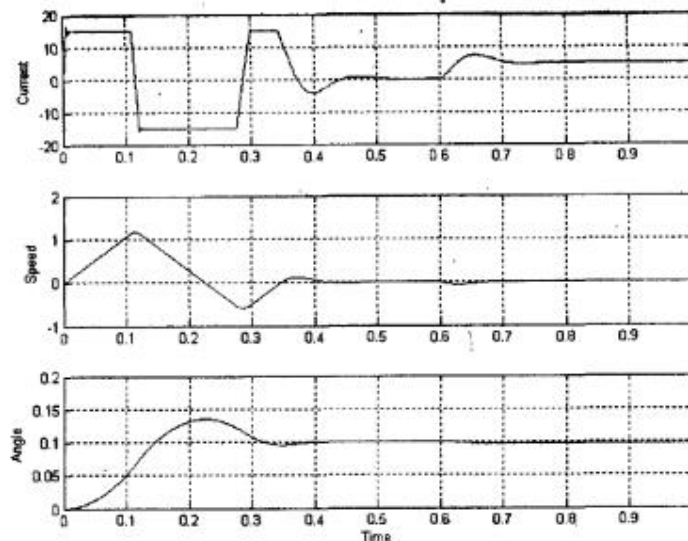


Рис. 7.21. Переходные процессы в следящей системе постоянного тока «в большом»

Характеристики системы по возмущению аналогичны рассмотренным в примере 7.3. При пропорциональном регуляторе положения система по возмущению статическая. Введение интегральной составляющей в регулятор положения делает систему астатической.

Модель системы с переоборудованным регулятором скорости приведена в файле *DC\_Mod\_Reg3D*. Динамика цифровой системы остается такой же, как в системе непрерывной при значении периода дискретизации, удовлетворяющего равенству  $T \leq 0.1T_p$ .

## 7.5. Синтез регуляторов в следящей робототехнической системе постоянного тока

В робототехнических системах, как правило, двигатель соединен с исполнительным механизмом напрямую (без редуктора).

Математическое описание одного звена робота имеет вид.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + C_1 \omega_m + C_2 \sin \theta_m = k_M i_A, \quad (7.24)$$

где  $J$  — суммарный момент инерции якоря и механического звена робота,

$i_A$  — ток якоря,  $\theta_m = \int \omega_m dt$  — угол поворота звена робота. Ток якоря ДПТ находится из уравнения

$$T_{\text{Я}} \frac{di_{\text{Я}}}{dt} + i_{\text{Я}} + \frac{k_E}{R_{\text{г}}} \omega_m = \frac{u_{\text{Я}}}{R_{\text{г}}} \quad (7.25)$$

По уравнениям (7.24) и (7.25) на рис.7.22 построена модель (файл *Robot\_Mod*) объекта управления, состоящая из двигателя мощностью 0,45 кВт и звена робота.

Переходной процесс в системе при  $C_1 = 0,1$ ,  $C_2 = 3,2$  и малых углах поворота звена робота представлен на рис. 7.23. Приведенный пример показывает, что двигатель с учетом нагрузки на его валу может стать достаточно колебательным динамическим звеном.

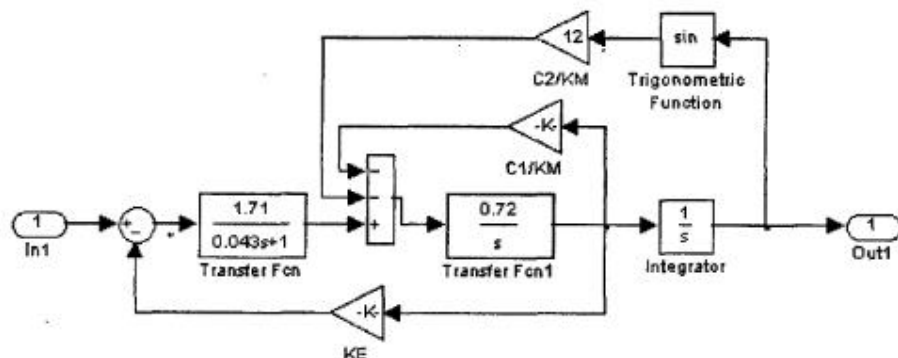


Рис. 7.22. Модель звена робота

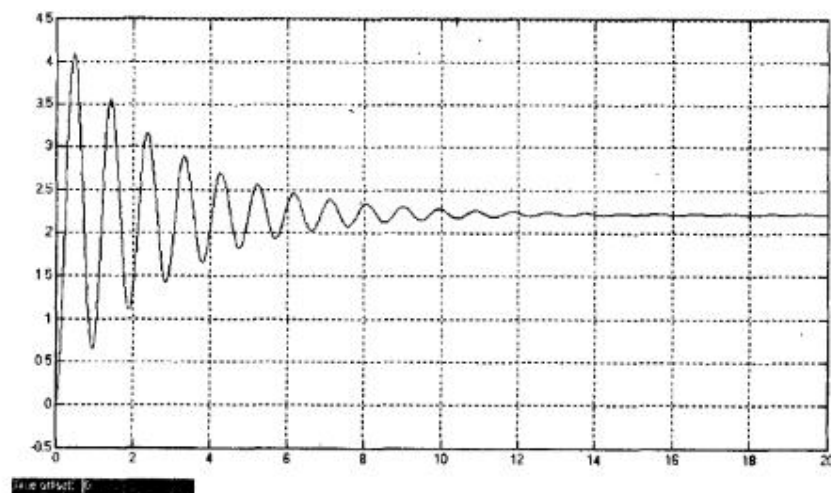


Рис. 7.23. Переходной процесс звена робота по управлению

**Пример 7.5.** Синтез регулятора при наличии датчиков по всем переменным состояния.

Первоначально спроектируем систему подчиненного управления, модель которой показана на рис. 7.24 (файл *Robot\_Mod\_Reg3*).

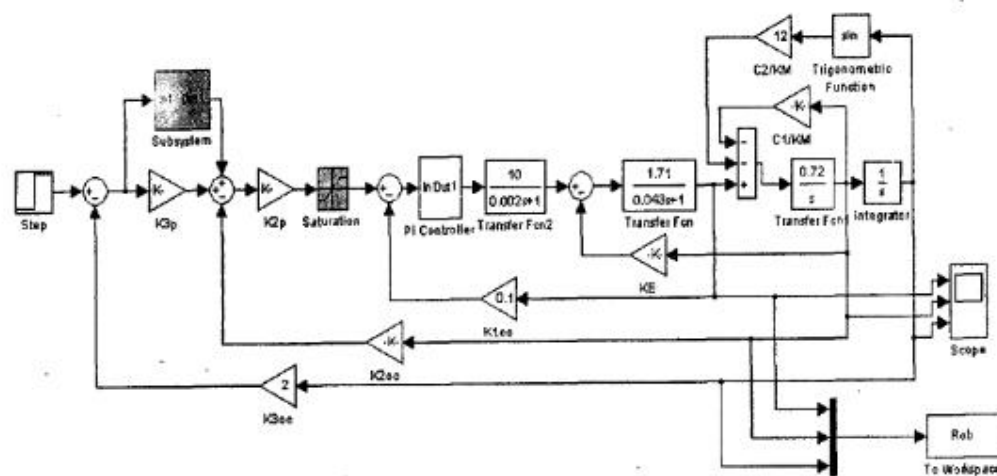


Рис. 7.24 Модель подчиненной структуры управления роботом

В этой модели имеется три контура:

1. Контур тока.
2. Контур скорости.
3. Контур положения.

Рассмотрим пример, когда в качестве силового регулятора в контуре тока используется широтно-импульсный преобразователь (ШИП).

Этот ШИП представим апериодическим звеном с насыщением и с передаточной функцией  $W_{cp}(s) = \frac{k_{cp}}{T_{cp}s + 1}$ . Постоянная времени

звена определяется частотой коммутации. Зададимся частотой коммутации 500 Гц, тогда  $T_{св} = 0,002с$ .

Первоначально проведем синтез регуляторов в системе в линейной зоне (в «малом») при отсутствии затемненных блоков, а затем рассмотрим вопросы синтеза в нелинейной зоне (в «большом»).

*Синтез регуляторов в системе в линейной зоне.*

Передаточная функция объекта регулирования в первом контуре равна

$$W_1(s) = \frac{k_{cp}}{T_{cp}s + 1} \cdot \frac{K_1}{T_g s + 1}, \text{ в котором}$$

$$k_{cv} = 10, T_{cv} = 0,002c., K_1 = 1,71, T_{\mathcal{A}} = 0,043c.$$

Поскольку  $T_{\pi} \gg T_{cp}$ , то в соответствии с положениями, изложенными выше, в качестве регулятора выбираем ПИ регулятор с передаточной функцией

$$W_{1p}(s) = \frac{(T_{\pi}s + 1) \cdot k_{1p}}{T_{\pi}s} = k_{1p} + \frac{k_{1p}}{T_{\pi}s} = k_{1\pi} + \frac{k_{1H}}{s} \quad (7.26)$$

Оптимум по модулю в замкнутом токовом контуре достигается при

$$k_{1p} = \frac{T_{\pi}}{2T_{cp}k_{cp}K_1k_{loc}} \quad (7.27)$$

Для  $k_{loc} = 0,1$ , получим  $k_{1p} = k_{1\pi} = 6,29$ ,  $k_{1H} = 146,1$ .

Оптимизированный по модулю замкнутый токовый контур может быть представлен передаточной функцией

$$W_{1зам}(s) \approx \frac{1/k_{loc}}{2T_{cp}s + 1} \quad (7.28)$$

Следует подчеркнуть, что в подчиненном контуре при наличии обратной связи практически компенсировано влияние противо ЭДС двигателя.

Передаточная функция объекта регулирования во втором (скоростном) контуре определится из выражения  $W_2(s) = \frac{K_2/k_{loc}}{s(2T_{cp}s + 1)}$ .

Второй (скоростной) контур настраиваем так же на оптимум по модулю. В этом случае регулятор должен быть пропорциональным с коэффициентом усиления  $k_{2p} = \frac{k_{loc}}{4T_{cp}K_2k_{2oc}} = 347$  при  $k_{2oc} = 0,05$ , а передаточная функция объекта,

состоящего из первого и второго контура, определится выражением

$$W_{2зам}(s) \approx \frac{1/k_{2oc}}{4T_{cp}s + 1}$$

Передаточная функция объекта регулирования в разомкнутом контуре положения с учетом предыдущего уравнения определится выражением

$$W_3(s) = \frac{1/k_{2oc}}{s(4T_{cp}s + 1)} \quad (7.29)$$

Для оптимизации по модулю регулятор должен быть пропорциональным с коэффициентом усиления  $k_{3p} = \frac{k_{2oc}}{8T_{cp}k_{3oc}}$ .

Переходные процессы по току (моменту), скорости и углу в замкнутой системе показаны на рис. 7.25.

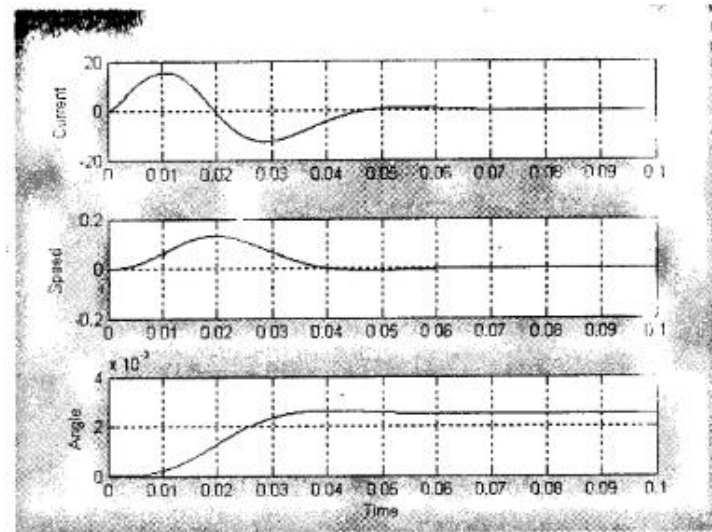


Рис. 7.25. Переходные процессы в замкнутой робототехнической системе

*Синтез регуляторов в системе в нелинейной зоне.*

Первоначально рассмотрим процессы в системе без учета звена, которое обозначено Subsystem на рис. 7.24.

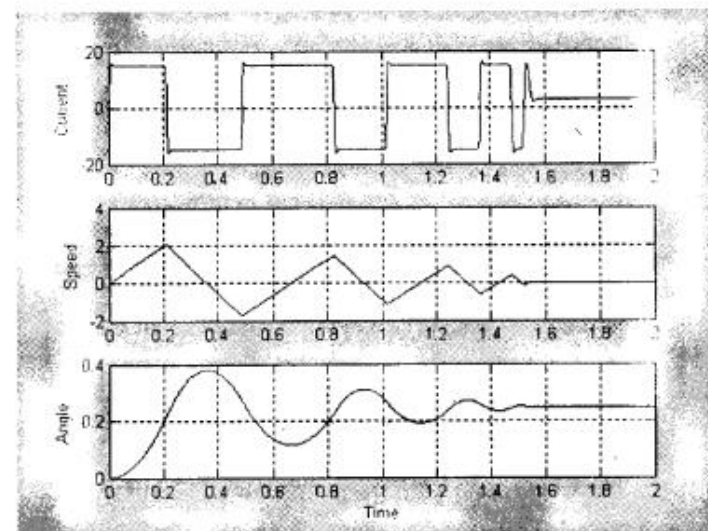


Рис. 7.26. Переходные процессы «в большом» в замкнутой робототехнической системе

Напряжение на выходе ШИМ ограничено напряжением питания — это является естественным ограничением в системе. Однако, как правило, естественного ограничения недостаточно для ограничения пускового тока. В двигателях, предназначенных для использования в мехатронных системах, пусковой ток допускается в пределах 2-3 от тока номинального. Для реализации такого ограничения на входе регулятора тока включается нелинейное звено с ограничением на требуемом уровне (рис. 7.24).

Переходные процессы в нелинейной системе при входном сигнале 0,5 рад. и ограничении тока якоря на уровне  $I_{\text{я}} = 2.7 \cdot I_{\text{я.ном}}$  для двигателя мощностью 0,45 кВт показаны на рис. 7.26

Такой переходной процесс в системе скорей всего не устроит разработчика.

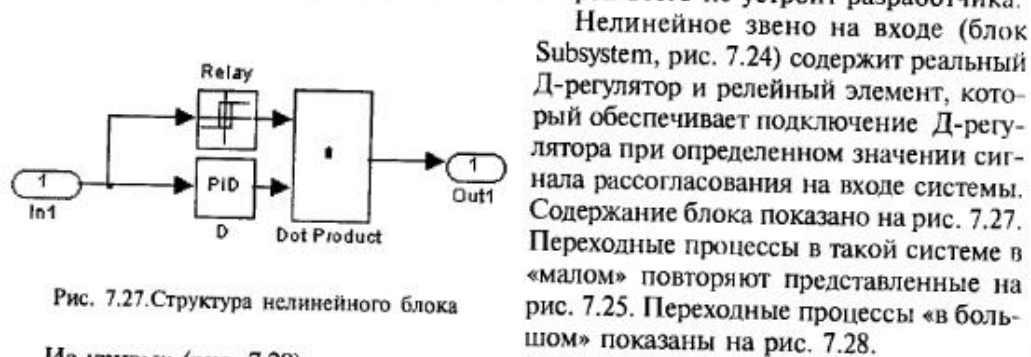


Рис. 7.27. Структура нелинейного блока

Из кривых (рис. 7.28) видно, что в такой системе при больших входных сигналах (при выходе системы в насыщение) колебаний выходной координаты (угла) не наблюдается. Поэтому такой переходной процесс может удовлетворить проектировщика.

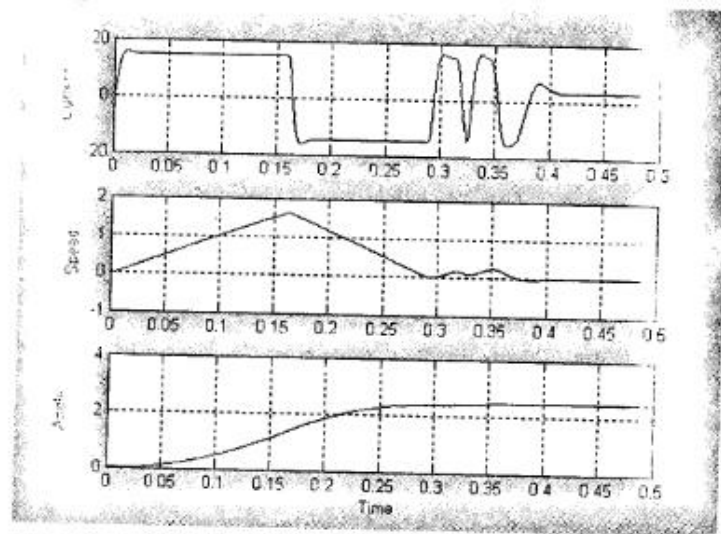


Рис. 7.28. Переходные процессы «в большом» робототехнической системы с нелинейным корректирующим блоком

**Пример 7.6.** Синтез при отсутствии датчика скорости.

Для этого случая реализуем «токовый коридор», использовав в контуре тока ДПТ релейный регулятор. В этом случае контур тока можно считать безынерционным, а силовой регулятор — источником тока. Тогда звено робота вместе с ДПТ при малых  $\theta$  ( $\sin \theta \approx \theta$ ) описывается уравнением 7.24, из которого определим передаточную функцию

$$W_{\infty}(s) = \frac{k_M}{C_2} \cdot \frac{1}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}, \quad (7.30)$$

где  $T^2 = \frac{J}{C_2}$ ,  $2\xi T = \frac{C_1}{C_2}$ , при заданных значениях  $C_1 = 0,1$ ,  $C_2 = 3,2$  параметры

звена робота равны:  $T = 0,33$ ,  $\xi = 0,047$ , т.е. робот представляет собой колебательное звено.

Для такой системы (см. табл. гл. 3) используется ПИД-регулятор с реальным дифференцирующим звеном, параметры такого регулятора при настройке системы на оптимум по модулю находятся из уравнений:

$$T_D < 2\xi T, \quad k_H = \frac{C_2}{2T_D k_{\infty} k_M}, \quad (7.31)$$

$$\frac{k_D + T_D \cdot k_H}{k_H} = T^2, \quad \frac{k_H + T_D \cdot k_H}{k_H} = 2\xi T,$$

Модель звена робота (файл *Robot\_Mod\_Reg2*) представлена на рис. 7.29. Динамические характеристики замкнутой системы при  $T_D = 0,01$ с,  $k_H = 19,25$ ,  $k_H = 615$ ,  $k_D = 69,5$  показаны на рис. 7.30.

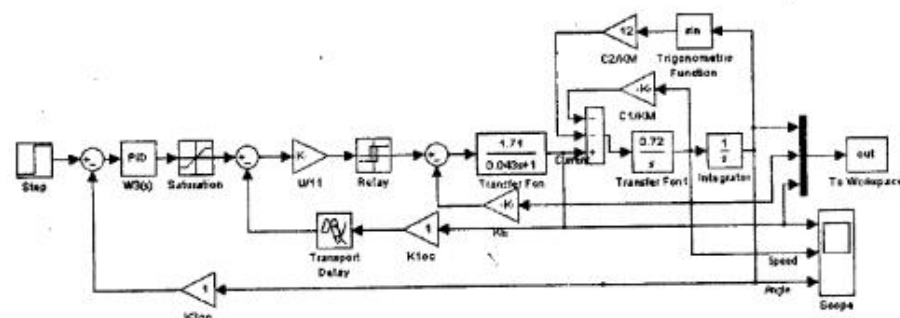


Рис. 7.29. Модель двухконтурной робототехнической системы

Модель системы с переоборудованным регулятором скорости приведена в файле *DC\_Mod\_Reg2D*. Динамика цифровой системы остается такой же, как в системе непрерывной при значении периода дискретизации, удовлетворяющего равенству  $T \leq 0,1T_D$ .

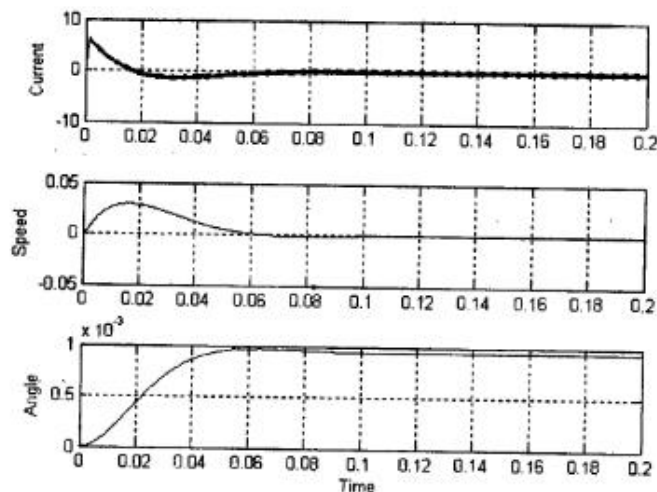


Рис. 7.30. Переходные процессы в двухконтурной робототехнической системе

## 7.6. Виртуальная модель одноконтурной скоростной системы постоянного тока с ШИП

Виртуальная модель одноконтурной скоростной мехатронной системы постоянного тока с ШИП (файл *DC\_Virt\_Reg1*) представлена на рис. 7.31.

Модель содержит:

- виртуальный двигатель постоянного тока (*DC\_Machina*), параметры которого соответствуют двигателю из таблицы 7.1.

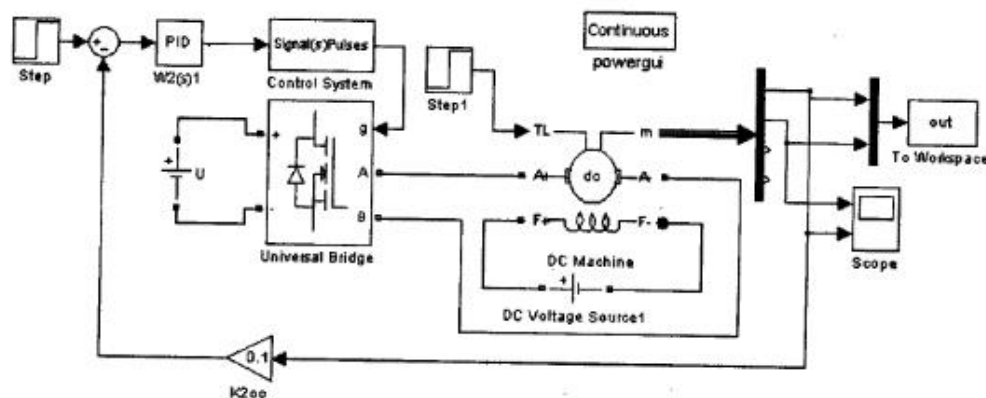


Рис. 7.31. Виртуальная модель одноконтурной скоростной системы постоянного тока

- мостовой ШИП на MOSFET транзисторах (Universal Bridge).
- библиотечный блок управления мостовым транзисторным ШИП (Control System), в окне настройки параметров которого задана частота коммутации ШИП равная 500 Гц.

- ПИ-регулятор с параметрами, рассчитанными в примере 7.1.

Переходные процессы в замкнутой по скорости одноконтурной системе показаны на рис. 7.32, рис. 7.33. Сравнивая эти процессы с аналогичными для структурной модели (пример 7.1), можно убедиться в их некотором расхождении. Это расхождение обусловлено тем, что в виртуальной модели конструктивные коэффициенты приняты равными ( $k_E = k_M$ ), тогда как регулятор скорости синтезирован (ур-я) из условия различных значений ( $k_E$ ,  $k_M$  см. табл. 7.2).

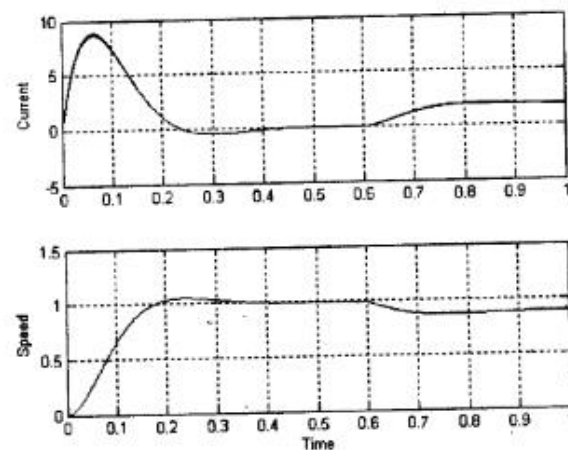


Рис. 7.32. Переходные процессы «в малом» в виртуальной одноконтурной (скоростной) системе постоянного тока

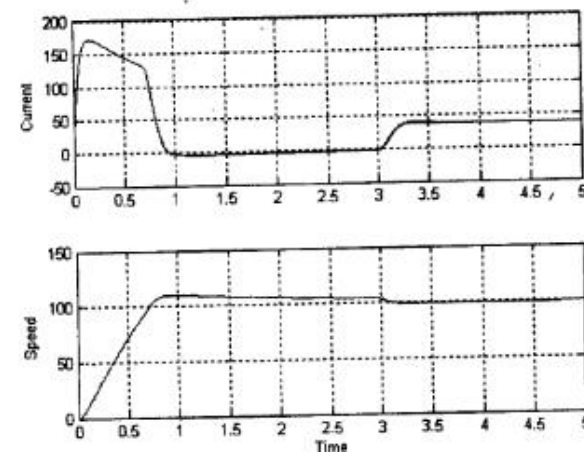


Рис. 7.33. Переходные процессы «в большом» в виртуальной одноконтурной скоростной системе постоянного тока

## 7.7. Виртуальная модель двухконтурной скоростной системы постоянного тока с ШИП

Виртуальная модель двухконтурной скоростной мехатронной системы постоянного тока с ШИП (файл *DC\_Virt\_Reg2*) показана на рис. 7.34. Параметры регуляторов для модели рассчитаны в примере 7.3. Переходные процессы в системе в «малом» и «большом» представлены на рис. 7.35, рис. 7.36 (сравните с рис. 7.15, 7.16).

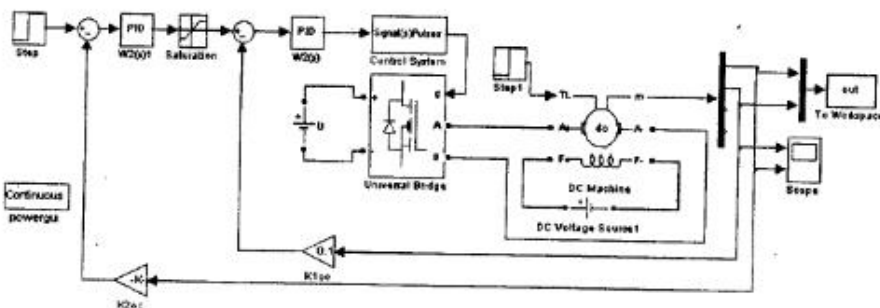


Рис. 7.34. Виртуальная модель двухконтурной скоростной системы постоянного тока

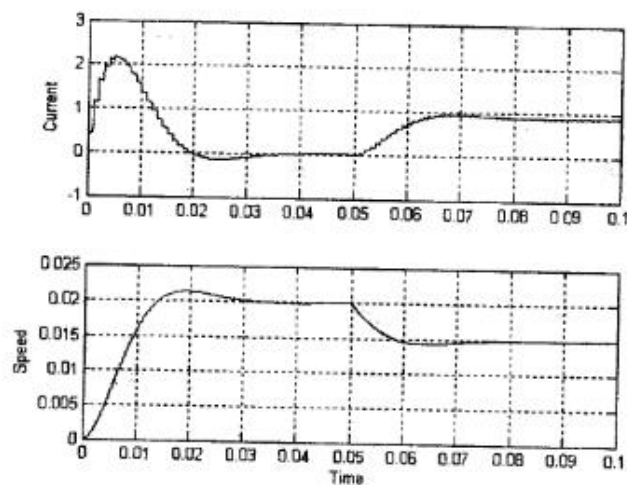


Рис. 7.35. Переходные процессы «в малом» в виртуальной двухконтурной скоростной системе постоянного тока

Время моделирования в виртуальных моделях значительно превышает время моделирования структурных моделей. Поэтому виртуальные модели рекомендуется применять для исследования электромагнитных и энергетических процессов в

замкнутых системах. Кроме того, виртуальные модели необходимы при решении вопросов совместимости, спектрального анализа, аварийных режимов и т. д.

В вышеприведенных примерах ставилась задача разработки виртуальных моделей систем постоянного тока и проверка их адекватности путем сравнения динамики с соответствующими структурными моделями. Использование виртуальных моделей для целей проектирования различных систем открывает широкие возможности как для исследования динамических, так и для исследования электромагнитных, энергетических, спектральных и других характеристик замкнутых систем в условиях адекватных реальным.

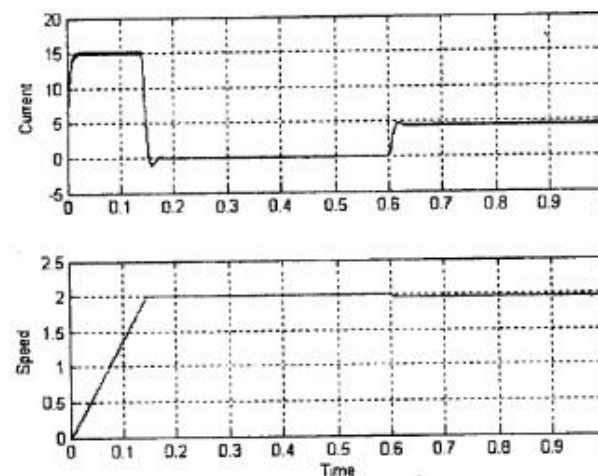


Рис. 7.36. Переходные процессы «в большом» в виртуальной двухконтурной скоростной системе постоянного тока

Ниже приведен один из возможных примеров использования виртуальной модели в двухконтурной системе для получения механических, электромагнитных и энергетических характеристик.

## 7.8. Исследование статических характеристик системы постоянного тока на виртуальной модели

Модель показана на рис. 7.37 (файл *DC\_Virt\_Reg2\_Measur*). В отличие от модели (рис. 7.34) здесь добавлен блок *Measurement* для измерения необходимых переменных.

Модель блока измерения представлена на рис. 7.38. Изменяя момент нагрузки при различных значениях входного сигнала измеряются:

- ток в цепи питания блоком *Fourier Id(0)*;
- ток и напряжение на выходе ШИП (блоки *Fourier IH(0)* *Fourier UN(0)*);
- момент и скорость двигателя.

## 7.7. Виртуальная модель двухконтурной скоростной системы постоянного тока с ШИП

Виртуальная модель двухконтурной скоростной мехатронной системы постоянного тока с ШИП (файл *DC\_Virt\_Reg2*) показана на рис. 7.34. Параметры регуляторов для модели рассчитаны в примере 7.3. Переходные процессы в системе в «малом» и «большом» представлены на рис. 7.35, рис. 7.36 (сравните с рис. 7.15, 7.16).

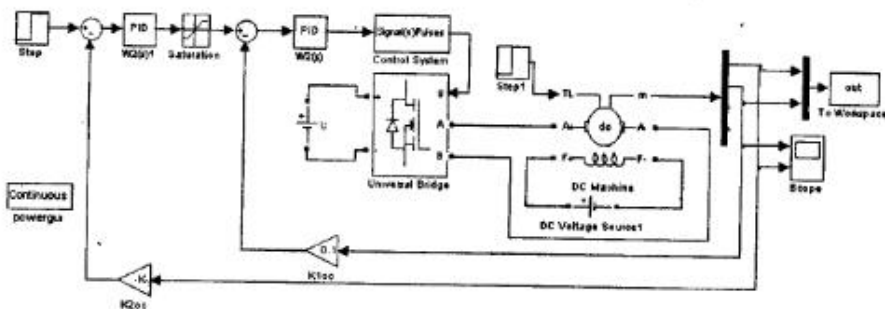


Рис. 7.34. Виртуальная модель двухконтурной скоростной системы постоянного тока

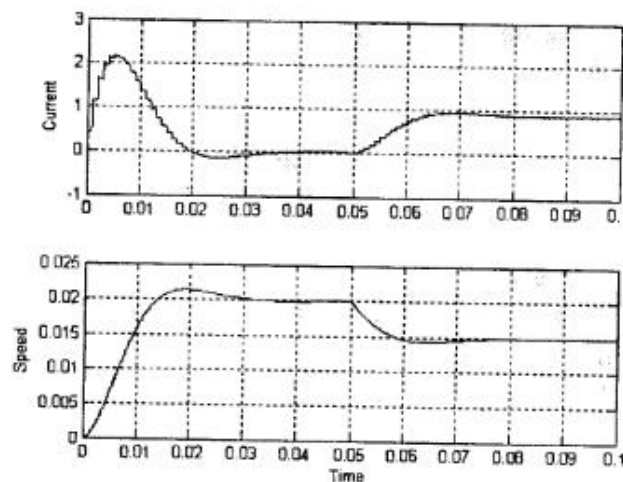


Рис. 7.35. Переходные процессы «в малом» в виртуальной двухконтурной скоростной системе постоянного тока

Время моделирования в виртуальных моделях значительно превышает время моделирования структурных моделей. Поэтому виртуальные модели рекомендуется применять для исследования электромагнитных и энергетических процессов в

замкнутых системах. Кроме того, виртуальные модели необходимы при решении вопросов совместимости, спектрального анализа, аварийных режимов и т. д.

В вышеприведенных примерах ставилась задача разработки виртуальных моделей систем постоянного тока и проверка их адекватности путем сравнения динамики с соответствующими структурными моделями. Использование виртуальных моделей для целей проектирования различных систем открывает широкие возможности как для исследования динамических, так и для исследования электромагнитных, энергетических, спектральных и других характеристик замкнутых систем в условиях адекватных реальным.

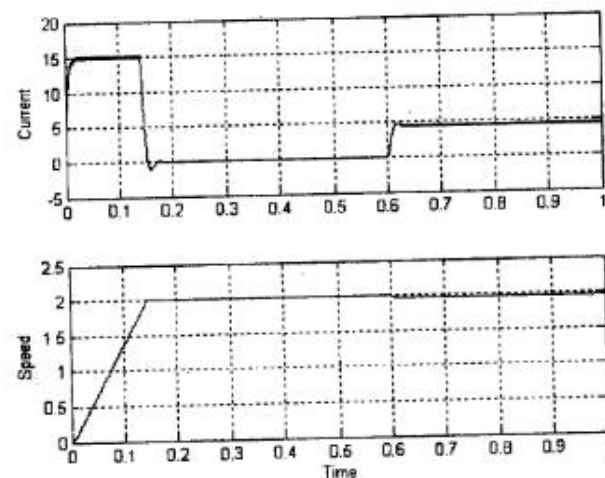


Рис. 7.36. Переходные процессы «в большом» в виртуальной двухконтурной скоростной системе постоянного тока

Ниже приведен один из возможных примеров использования виртуальной модели в двухконтурной системе для получения механических, электромагнитных и энергетических характеристик.

## 7.8. Исследование статических характеристик системы постоянного тока на виртуальной модели

Модель показана на рис. 7.37 (файл *DC\_Virt\_Reg2\_Measur*). В отличие от модели (рис. 7.34) здесь добавлен блок *Measurement* для измерения необходимых переменных.

Модель блока измерения представлена на рис. 7.38. Изменяя момент нагрузки при различных значениях входного сигнала измеряются:

- ток в цепи питания блоком *Fourier Id(0)*;
- ток и напряжение на выходе ШИП (блоки *Fourier IH(0)* *Fourier UH(0)*);
- момент и скорость двигателя.

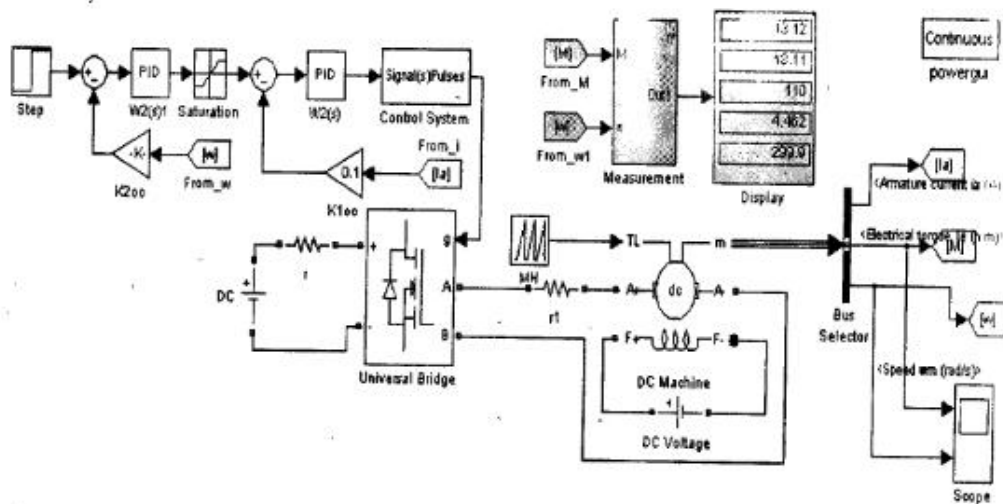


Рис. 7.37. Виртуальная модель для исследования статических характеристик системы постоянного тока

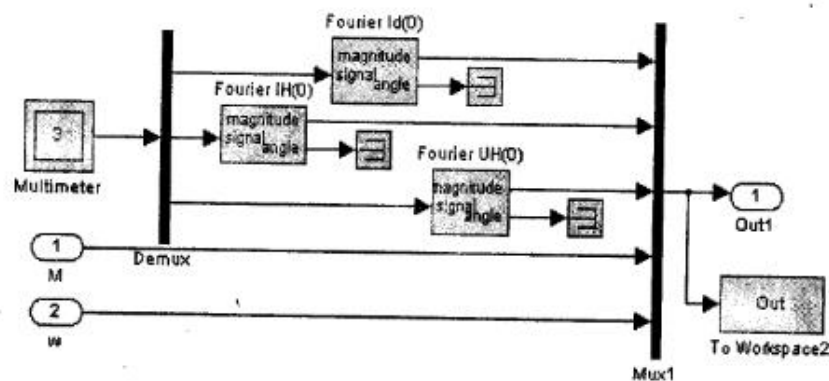


Рис. 7.38. Блок измерения

Все перечисленные значения определяются по показаниям блока Display. Значения измеренных величин записываются в рабочее пространство Matlab для последующей обработки и построения требуемых зависимостей, которые демонстрирует рис. 7.39. Характеристики на рис. 7.39 соответствуют максимальному сигналу на входе системы.

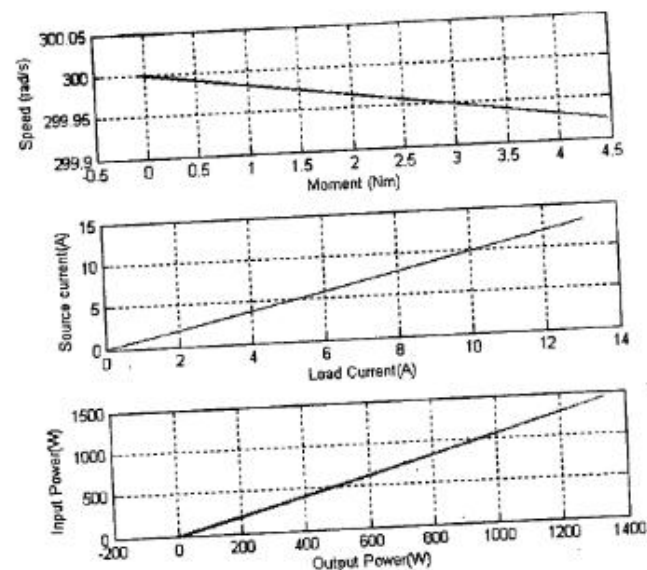


Рис. 7.39. Статические характеристики двухконтурной системы постоянного тока

## 7.9. Имитационные лабораторные стенды систем постоянного тока в пакете Sim Power System

В последней версии пакета Sim Power System добавлена библиотека электроприводов постоянного тока, показанная на рис. 7.40.

Эта библиотека содержит нереверсивные (Two-Quadrant) и реверсивные (Four-Quadrant) электроприводы с однофазными (Single-Phase) и трехфазными (Three-Phase) выпрямителями (Rectifier) и широтно-импульсными преобразователями (Chopper).

Все электроприводы построены аналогично и содержат исполнительный двигатель, силовой полупроводниковый преобразователь, регулятор тока и регулятор скорости.

Блок-схема для всех имитационных стендов одинакова и представлена на рис. 7.41.

Окном настройки параметров электропривода служит разработанный специальный графический интерфейс пользователя (GUI- Graphic User Interface), позволяющий задать параметры исполнительного двигателя, силового преобразователя и регуляторов тока и скорости.

Рассмотрим электропривод постоянного тока на примере реверсивного электропривода с однофазным управляемым выпрямителем (Four-Quadrant Single-Phase Rectifier DC Drive). Функциональная схема системы показана на рис. 7.42.

Схема содержит:

- Для однофазных мостовых управляемых выпрямителя (УВ) (Single-phase full convertor) со схемой управления (Bridge firing unit).

- ПИ регуляторы тока и скорости (PI Current controller, PI Speed controller).
- Индуктивности, ограничивающие циркулирующие токи при совместном управлении УВ и сглаживающая индуктивность в цепи якоря (Circulating current inductors and smoothing inductance).
- Исполнительный двигатель постоянного тока (DC motor).
- Измерители скорости и тока (Speed sensor, Current measurement).
- Переключатель (Regulation switch), позволяющий реализовать в системе управление скоростью (Speed reference) или моментом (Torque reference).

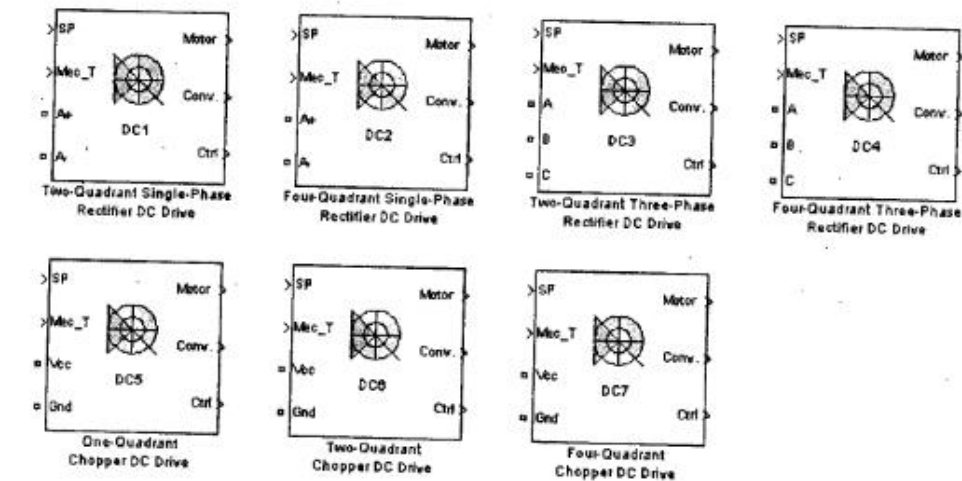


Рис. 7.40. Имитационные лабораторные стенды систем постоянного тока в пакете Sim Power System

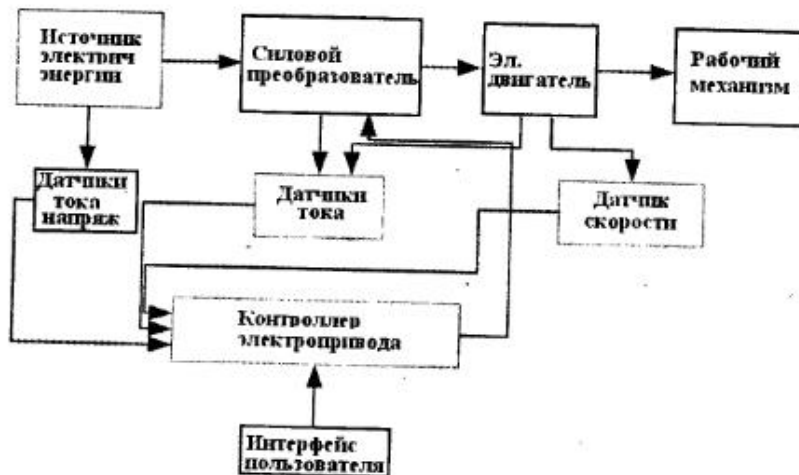


Рис. 7.41. Блок-схема имитационных стендов

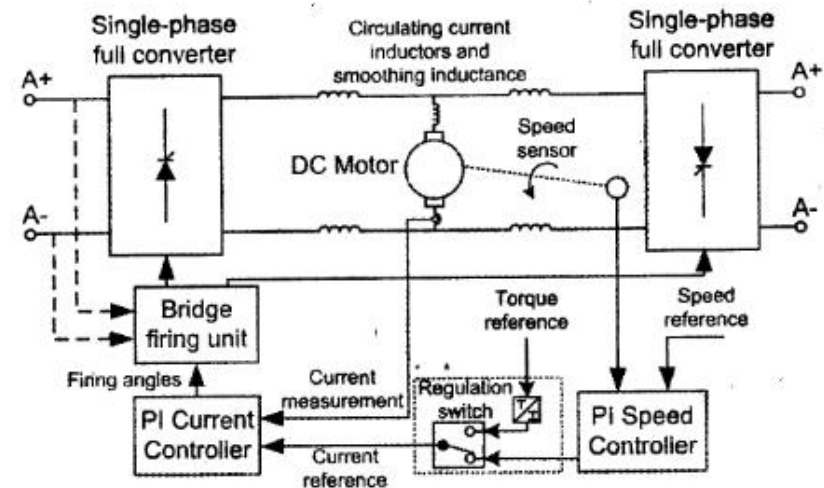


Рис. 7.42. Функциональная схема системы постоянного тока с однофазным реверсивным управляемым выпрямителем

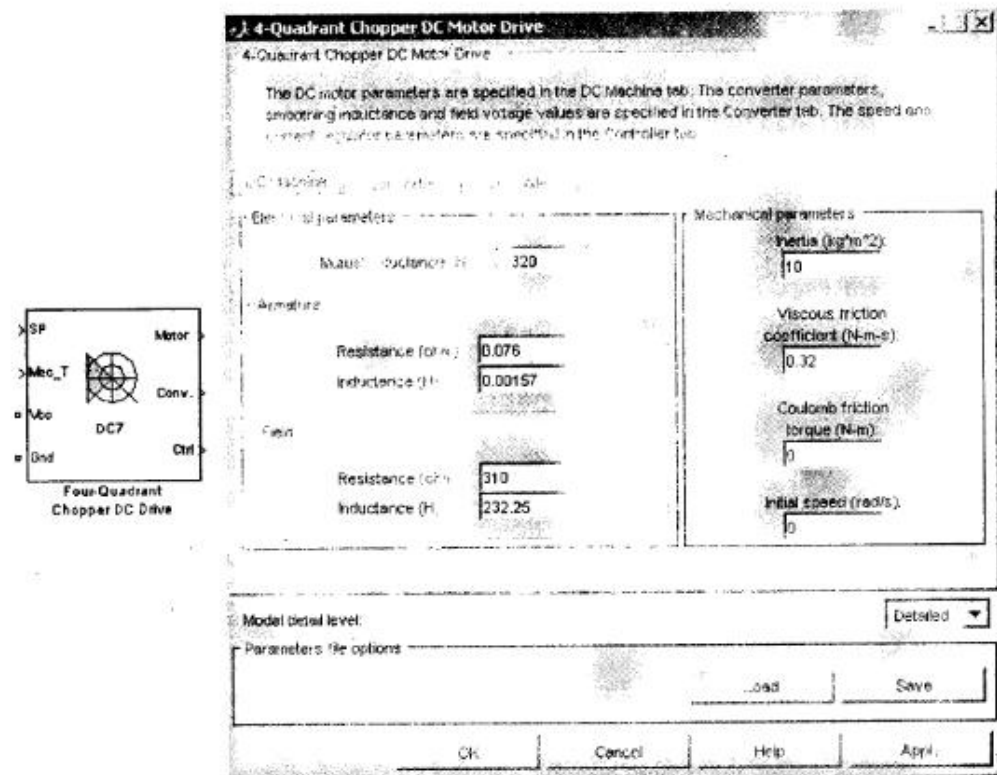


Рис. 7.43. Пиктограмма электропривода постоянного тока и окно настройки его параметров

Пиктограмма блока и окно настройки его параметров показаны на рис. 7.43. Окно настройки параметров в данном случае является панелью имитационного лабораторного стенда, разработанного с использованием инструментального средства GUI — графического интерфейса пользователя.

На этой панели имеется три основные вкладки DC Machine, Converter, Controller, позволяющие задать параметры основных блоков системы. Вид панели при нажатой вкладке DC Machine представлен на рис. 7.43.

В этом случае в окнах панели задаются следующие параметры машины:  
Mutual inductance (H) — взаимная индукция в поле Electrical parameters.  
Resistance (Ohm), Inductance (H) — сопротивление и индуктивность якоря в поле Armature.

Resistance (Ohm), Inductance (H) — сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения в поле Field.

Inertia ( $\text{kgm}^2$ ), Viscous friction coefficient (Nms), Coulomb friction (Nm), Initial speed (rad/s) — момент инерции двигателя вместе с нагрузкой, коэффициент вязкого трения, момент сухого трения, начальная скорость в поле Mechanical parameters.

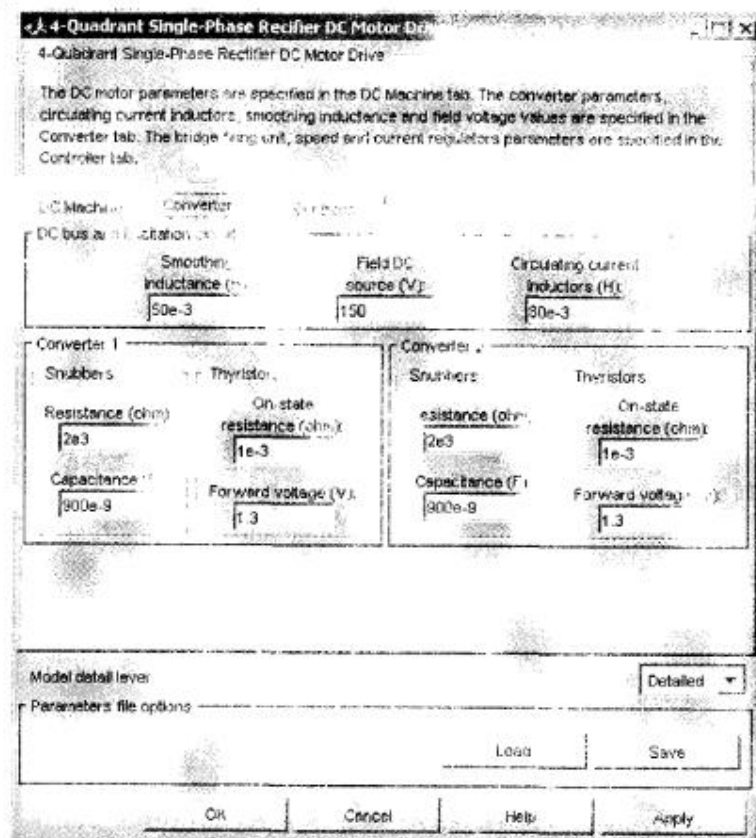


Рис. 7.44. Панель для ввода параметров двигателя постоянного тока

На вкладке Model detail level из выпадающего списка можно выбрать точную модель (Detailed) либо модель по средним значениям (по огибающей) (Average).

Параметры машины можно загрузить во внешний файл (Load) или сохранить во внешнем файле (Save).

На вкладке Converter (рис. 7.44) задаются:

• Smoothing inductance (H), Field DC source (V), Circulating current inductors — сглаживающая индуктивность в цепи якоря, напряжение источника в цепи возбуждения и индуктивности, ограничивающие ток циркуляции в поле DC bus and excitation circuit.

• Resistance (Ohm) Capacitance (F) — сопротивление и емкость демпфирующей цепи (Snubbers) в поле Converter 1 и аналогично в Converter 2.

• On-state resistance (Ohm), Forward voltage (V) — сопротивление и падение напряжения открытого тиристора (Thyristor) в поле Converter 1 и аналогично в Converter 2.

На вкладке Controller задаются параметры регуляторов скорости (Speed controller), регулятора тока (Current controller) и схемы управления УВ (Bridge firing unit).

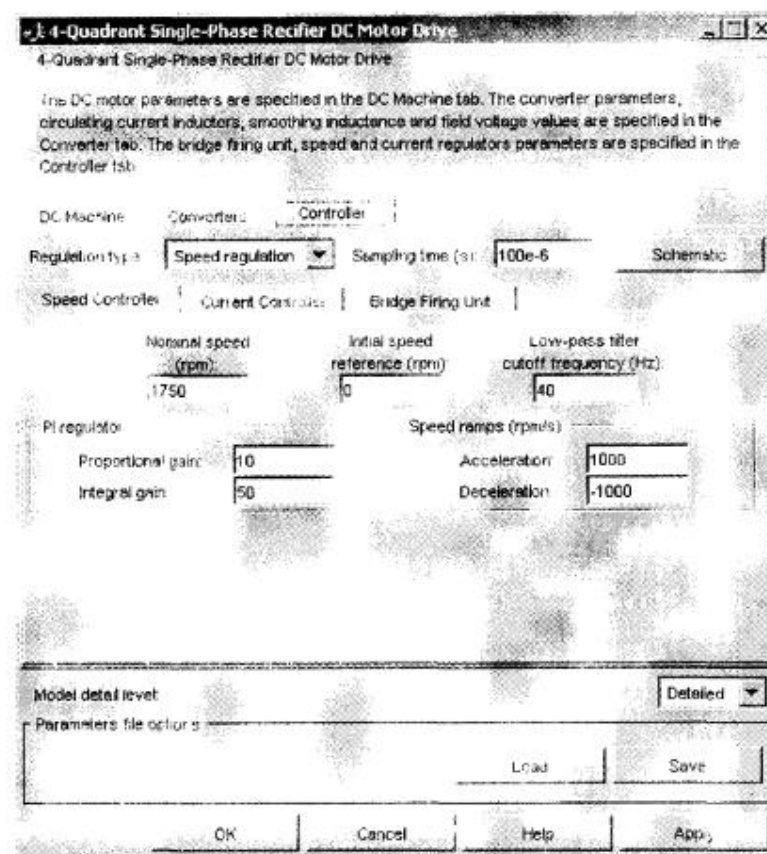


Рис. 7.45. Панель для ввода параметров регулятора скорости

На вкладке Speed controller (рис. 7.45) задаются:

- В поле Regulation type из выпадающего меню выбирается тип регулятора 1. Speed regulation — регулятор скорости, 2. Torque regulation — регулятор момента, Sampling time (s) — период дискретизации контроллера.

- Nominal speed (rpm) — номинальная скорость, Initial speed (rpm) — начальная скорость, Low-pass cutoff frequency (Hz) — частота среза фильтра нижних частот в цепи обратной связи, в поле Speed controller.

- Proportional gain — пропорциональный коэффициент передачи регулятора, Integral gain — интегральный коэффициент передачи регулятора в поле PI regulator.

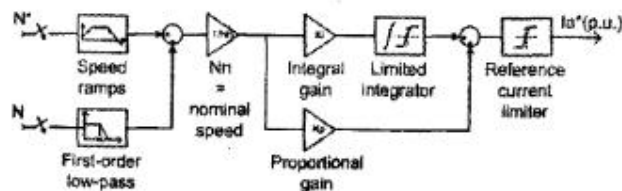
- Acceleration (rpm/s) — ограничение ускорения, Deceleration (rpm/s) — ограничение замедления в поле Speed ramps.

Вкладка Schematic позволяет просмотреть структуру регуляторов скорости и тока (рис. 7.46).

Сигнал на выходе регуляторов задается в относительных единицах (p.u.) поэтому реальный сигнал скорости делится на номинальное значение скорости, введенное в поле Nominal speed панели (рис. 7.45).

Аналогично в регуляторе тока сигнал реального тока делится на значение номинального.

Speed controller



Current controller

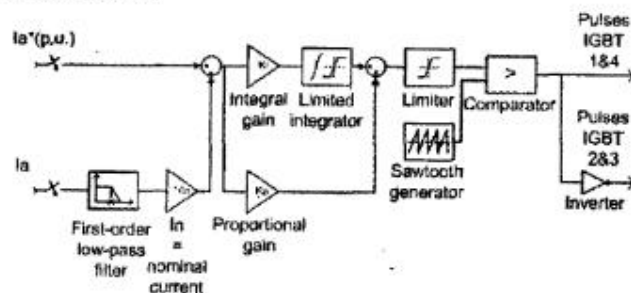


Рис. 7.46. Функциональные схемы регуляторов скорости и тока

Панель параметров регулятора тока показано на рис. 7.47. Она подобна панели регулятора скорости. Дополнительно здесь задаются полная мощность (Power (VA)) и напряжение (Voltage (V)) на выходе УВ для вычисления номинального тока, ограничение на выходе регулятора скорости в относительных единицах (Symmetrical reference limit).

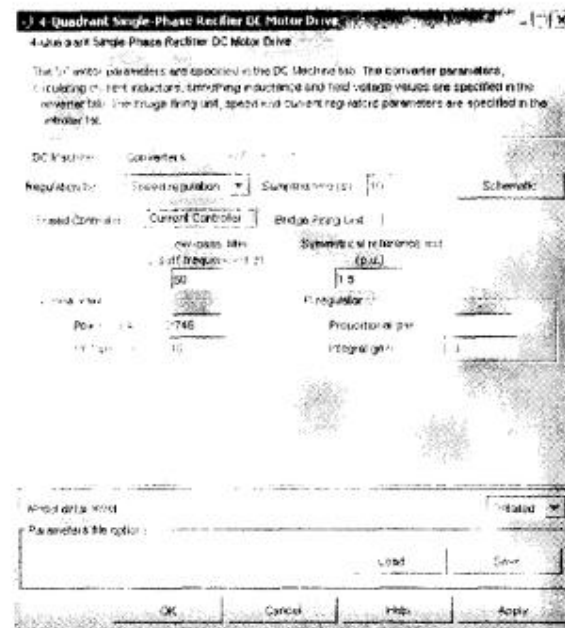


Рис. 7.47. Панель для ввода параметров регулятора тока

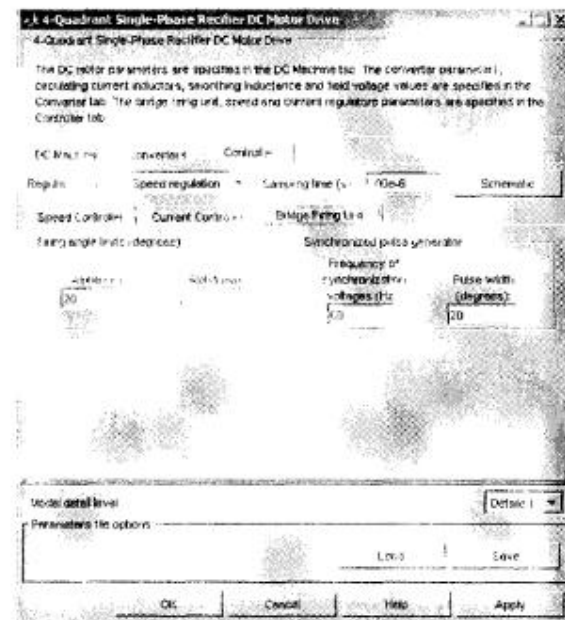


Рис. 7.48. Панель для ввода параметров схемы управления УВ

В качестве параметров схемы управления управляемыми выпрямителями задаются (рис. 7.48):

- Ограничения на углы управления ( $\alpha_{\min}$ ,  $\alpha_{\max}$ ).
- Частота синхронизирующего напряжения (частота сети) (Frequency synchronization voltage (V)).
- Ширина импульса управления (Pulse width (degrees)).

### 7.10. Алгоритм проектирования системы постоянного тока с силовыми полупроводниковыми преобразователями

При проектировании системы постоянного тока необходимо последовательно решить следующие задачи:

1. Выбрать тип двигателя постоянного тока, исходя из требований к системе, и определить параметры его структурной схемы.
2. Выбрать тип силового регулятора (УВ, ШИП).
3. Выбрать схему силового регулятора и его алгоритм управления.
4. Определить динамические параметры силового регулятора по «гладкой составляющей».
5. Выбрать структуру замкнутой системы.
6. Синтезировать регуляторы в выбранной структуре с определенными на этапе 4 параметрами силового регулятора.
7. Реализовать структурную модель системы и определить ее динамические характеристики.
8. Сравнить полученные характеристики с заданными в техническом задании и при необходимости вернуться к пункту 1, либо 2, либо 5.
9. Учесть ограничения в системе и повторить пункты 7, 8.
10. Построить цифровую модель регулятора по полученной непрерывной модели и повторить пункты 7, 8.
11. Реализовать систему с функциональной моделью силового регулятора. Определить динамические характеристики этой системы.
12. Реализовать систему с виртуальной моделью силового регулятора и двигателя. Определить динамические характеристики этой системы и сравнить их с характеристиками структурной модели.
13. Исследовать нагрузочные, электромагнитные, энергетические, спектральные и иные требуемые характеристики разработанной мехатронной системы.

## Глава 8. Модельное проектирование асинхронных мехатронных систем [2, 6, 11, 12, 17, 18, 20]

### 8.1. Математическое описание, структурные и виртуальные схемы и моделирование обобщенной асинхронной машины

Обобщенная асинхронная машина показана на рис. 8.1. Она содержит трехфазную обмотку на статоре и трехфазную обмотку на роторе. Обмотки статора и ротора подключены к симметричным трехфазным источникам напряжения. Математическое описание такой машины базируется на известных законах.

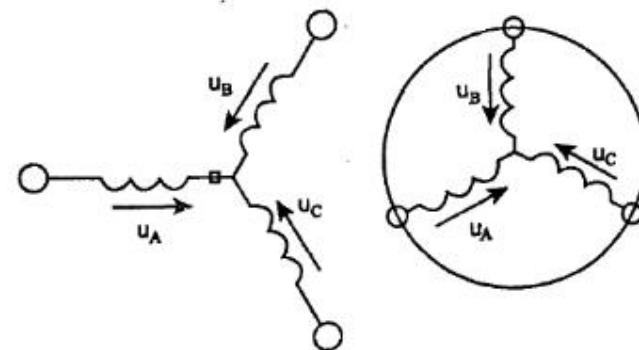


Рис. 8.1 Обобщенная асинхронная машина

1. Уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора и ротора в соответствии со 2 законом Кирхгофа запишутся в виде:

$$\begin{aligned}
 &\text{Для статора:} && \text{Для ротора:} \\
 u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, && u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\
 u_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, && u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\
 u_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}, && u_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}.
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

В уравнениях (8.1) фигурируют мгновенные напряжения, токи и потокоцепления статора и ротора, а также активные сопротивления обмоток. Обычно обмотки выполняются симметричными и поэтому  $R_A = R_B = R_C = R_S$  — активное

сопротивление статорной обмотки,  $R_a = R_b = R_c = R_R$  — активное сопротивление роторной обмотки.

2. В уравнениях (8.1) потокосцепления обмоток статора и ротора находятся на основе закона Ампера:

Для статора

$$\begin{aligned}\psi_A &= L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{aA}i_a + L_{aB}i_b + L_{aC}i_c, \\ \psi_B &= L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{bA}i_a + L_{bB}i_b + L_{bC}i_c, \\ \psi_C &= L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{cA}i_a + L_{cB}i_b + L_{cC}i_c,\end{aligned}\quad (8.2)$$

Для ротора

$$\begin{aligned}\psi_a &= L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c, \\ \psi_b &= L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c, \\ \psi_c &= L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c.\end{aligned}$$

Уравнения для определения потокосцеплений показывают, что потокосцепление каждой обмотки зависит от токов во всех обмотках, эти зависимости проявляются через взаимную индукцию. В уравнениях (8.2)  $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  являются собственными индуктивностями соответствующих обмоток, все остальные — являются взаимными индуктивностями между соответствующими обмотками.

3. Уравнение равновесия моментов на валу машины определяется на основе второго закона Ньютона:

$$J \frac{d\bar{\omega}_m}{dt} = \bar{M} - \bar{M}_H, \quad (8.3)$$

где  $J$  (кг) — момент инерции на валу машины, учитывающий инерционность как самой машины, так и приведенной к валу инерционности рабочего механизма

и редуктора,  $\bar{\omega}_m$  ( $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$ ) — угловая скорость вала машины,  $\bar{M}_H$  (Нм) — момент

рабочего механизма, приведенный к валу, который в общем случае может быть функцией скорости и угла поворота.

Электромагнитный момент машины в уравнении (8.3) находится на основании закона, сформулированного Ленцем, как правило левой руки. Этот закон связывает векторные величины момента, потокосцепления и тока:

$$\bar{M} = k(\bar{\psi} \times \bar{i}) \quad (8.4)$$

Следует сразу подчеркнуть, что, несмотря на полное и строгое математическое описание, использование уравнений (8.1)–(8.4) для исследования машины встречает серьезные трудности.

Перечислим основные из этих трудностей:

- в уравнениях (8.3, 8.4) фигурируют векторные величины, а в уравнениях (8.1, 8.2) величины скалярные;
- количество уравнений равно 16, а количество коэффициентов — 44;
- коэффициенты взаимной индукции между обмотками статора и ротора в уравнениях (8.2) являются функцией угла поворота ротора относительно статора, т. е. уравнения (8.2) являются уравнениями с переменными коэффициентами;
- уравнение (8.4) является нелинейным, т. к. в нем перемножаются переменные.

Упрощение математического описания обобщенной асинхронной машины осуществляется в несколько этапов (шагов).

### Шаг первый

Для преобразования уравнений в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах (см. гл. 5) умножим первые уравнения на  $\frac{2}{3}$ , вторые — на  $\frac{2}{3}\bar{a}$ , третьи — на  $\frac{2}{3}\bar{a}^2$  и сложим отдельно для статора и ротора, тогда получим:

$$\begin{aligned}\bar{u}_S &= R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt}, \\ \bar{u}_R &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt}, \\ \bar{\psi}_S &= L_S \bar{i}_S + L_m(\theta) \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= L_m(\theta) \bar{i}_S + L_R \bar{i}_R,\end{aligned}\quad (8.5)$$

где  $L_S, L_R$  — собственные индуктивности статора и ротора,  $L_m(\theta)$  — взаимная индуктивность между статором и ротором. Т. е. вместо 12 уравнений (8.1)–(8.2) получено лишь четыре уравнения (8.5).

### Шаг второй

Переменные коэффициенты взаимной индукции в уравнениях для потокосцеплений (8.5) являются результатом того, что уравнения равновесия ЭДС для статора записаны в неподвижной системе координат, связанной со статором, а уравнения равновесия ЭДС для ротора записаны во вращающейся системе координат, связанной с ротором. Метод пространственного вектора позволяет записать эти уравнения в единой системе координат, вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ . В этом случае уравнения (8.5) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned}\bar{u}_S &= R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_S, \\ \bar{u}_R &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\psi}_R,\end{aligned}\quad (8.6)$$

$$\begin{aligned}\bar{\psi}_S &= L_S \bar{i}_S + L_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= L_m \bar{i}_S + L_R \bar{i}_R.\end{aligned}\quad (8.6)$$

В уравнениях (8.6) все коэффициенты являются величинами постоянными, имеют четкий физический смысл и могут быть определены по паспортным данным, либо экспериментально.

### Шаг третий

Этот шаг связан с определением момента. Момент в уравнении (8.4) является векторным произведением любой пары векторов. Из уравнения (8.5) следует, что таких пар может быть шесть:  $(\bar{i}_S, \bar{i}_R); (\bar{\psi}_S, \bar{\psi}_R); (\bar{i}_S, \bar{\psi}_S); (\bar{i}_S, \bar{\psi}_R); (\bar{i}_R, \bar{\psi}_S); (\bar{i}_R, \bar{\psi}_R)$ .

Часто в рассмотрение вводится потокосцепление взаимной индукции. В этом случае появляется еще четыре возможности представления электромагнитного момента машины через следующие пары:  $(\bar{i}_S, \bar{\psi}_m); (\bar{i}_R, \bar{\psi}_m); (\bar{\psi}_S, \bar{\psi}_m); (\bar{\psi}_R, \bar{\psi}_m)$ .

После выбора той или иной пары уравнение момента приобретает определенность. Кроме того, в уравнениях (8.3) и (8.4) векторные величины момента и скорости могут быть заменены их модульными значениями. Это является следствием того, что пространственные векторы токов и потокосцеплений расположены в плоскости перпендикулярной оси вращения, а вектор момента и угловой скорости совпадают с осью.

В системах мехатроники для определения электромагнитного момента асинхронной машины, как правило, в качестве переменных состояния выбираются ток статора и потокосцепление ротора.

$$M = \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_S). \quad (8.7)$$

Обобщенная система уравнений для описания асинхронной машины принимает вид:

$$\begin{aligned}\bar{u}_S &= R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_S, \\ \bar{u}_R &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p\omega_m) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S &= L_S \bar{i}_S + L_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= L_m \bar{i}_S + L_R \bar{i}_R, \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_S), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H,\end{aligned}\quad (8.8)$$

где  $\omega = p\omega_m$ ,  $p$  — число пар полюсов в машине.

При составлении уравнений (8.8), описывающих обобщенную асинхронную машину, вводятся следующие допущения:

1. Не учитывается насыщение, которое наступает при больших токах в обмотках.
2. Пространственное распределение магнитного поля в зазоре считается синусоидальным.
3. Параметры машины считаются постоянными, не зависящими от тока в обмотках.

### 8.1.1. Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором

Схема асинхронной машины с короткозамкнутым ротором (АКЗ) получается из обобщенной схемы (рис. 8.1), если обмотки ротора замкнуть накоротко.

При этом в общих уравнениях (8.8) следует положить  $\bar{u}_R = 0$ .

$$\begin{aligned}\bar{u}_S &= R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_S, \\ 0 &= R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p\omega_m) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S &= L_S \bar{i}_S + L_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R &= L_m \bar{i}_S + L_R \bar{i}_R, \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_S), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H.\end{aligned}\quad (8.9)$$

Преобразуем уравнения (8.9), исключив из них  $(\bar{i}_R \text{ и } \bar{\psi}_S)$ . Тогда уравнения (8.9) после соответствующих преобразований примут вид:

$$\begin{aligned}\bar{u}_S &= r \bar{i}_S + L'_S \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\omega_k L'_S \bar{i}_S - \frac{k_R}{T_R} \bar{\psi}_R + jk_R p\omega_m \bar{\psi}_R, \\ 0 &= -k_R R_R \bar{i}_S + \frac{1}{T_R} \bar{\psi}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p\omega_m) \bar{\psi}_R, \\ M &= \frac{3}{2} p k_R \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_S), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H,\end{aligned}\quad (8.10)$$

где  $r = (R_S + k_R^2 R_R)$ ,  $L'_S = (L_S - \frac{L_m^2}{L_R})$ ,  $k_R = \frac{L_m}{L_R}$ ,  $T_R = \frac{L_R}{R_R}$ .

Для того чтобы лучше понять физические процессы, происходящие в АКЗ, исследуем машину в различных системах координат, сравним результаты и сделаем некоторые выводы, необходимые при построении замкнутых систем на базе этой машины. Заметим, что для представления пространственных векторов используется комплексная плоскость.

### 8.1.2. Анализ АКЗ в неподвижной системе координат

В неподвижной комплексной системе координат ( $\omega_k = 0$ ) вещественная ось обозначается  $\alpha$ , а мнимая  $\beta$ . Пространственные вектора в этом случае раскладываются по осям:  $\bar{u}_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta}$ ,  $\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}$ ,  $\bar{\psi}_R = \psi_{R\alpha} + j \psi_{R\beta}$ .

Подставив эти значения в уравнения (8.10) и приравняв отдельно вещественные и мнимые части, получим:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= r i_{s\alpha} + L'_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} - k_R p \omega_m \psi_{R\beta}, \\ u_{s\beta} &= r i_{s\beta} + L'_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \psi_{R\alpha}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{s\alpha} + \frac{1}{T_R} \psi_{R\alpha} + \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt} + p \omega_m \psi_{R\beta}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{s\beta} + \frac{1}{T_R} \psi_{R\beta} + \frac{d\psi_{R\beta}}{dt} - p \omega_m \psi_{R\alpha}, \\ M &= \frac{3}{2} p k_R (\psi_{R\alpha} i_{s\beta} - \psi_{R\beta} i_{s\alpha}), \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.11)$$

Система уравнений (8.11) в операторной форме примет вид:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= r(1 + T'_s s) i_{s\alpha} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\alpha} - k_R p \omega_m \psi_{R\beta}, \\ u_{s\beta} &= r(1 + T'_s s) i_{s\beta} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{R\beta} + k_R p \omega_m \psi_{R\alpha}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{s\alpha} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R s) \psi_{R\alpha} + p \omega_m \psi_{R\beta}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{s\beta} + \frac{1}{T_R} (1 + T_R s) \psi_{R\beta} - p \omega_m \psi_{R\alpha}, \end{aligned} \quad (8.12)$$

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} p k_R (\psi_{R\alpha} i_{s\beta} - \psi_{R\beta} i_{s\alpha}), \\ J s \omega_m &= M - M_H, \quad \text{где } T'_s = \frac{L'_s}{r}. \end{aligned} \quad (8.12)$$

Структурная схема АКЗ, построенная по уравнениям (8.12), показана на рис. 8.2. Для моделирования выберем АКЗ 20HP (15 kW) из библиотеки Sim Power System со следующими паспортными данными и параметрами:  $U_{AB} = 400 \text{ В}$ ,  $f = 50 \text{ Гц}$ ,  $R_s = 0,2147 \text{ Ом}$ ,  $R_R = 0,2205 \text{ Ом}$ ,  $L_s = L_R = 0,06518 \text{ Гн}$ ,  $L_m = 0,06419 \text{ Гн}$ ,  $J = 0,102 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ,  $p=2$ .

Коэффициенты, необходимые для моделирования уравнений (8.12), помещены в таблицу 8.1.

коэффициенты	$r$	$T'_s$	$T_R$	$k_R$	$L'_s$
единица измерения	Ом	с	с		Гн
Значение	0.4285	0.0046	0.2956	0.9848	0.00196

Таблица 8.1

Модель АКЗ, построенная по уравнениям (8.12), представлена на рис. 8.3, (файл *AKZ\_Mod\_ab*).

На вход модели в момент времени  $t = 0$  подаются напряжения  $u_{s\alpha} = U_1 \cos \omega_1 t$ ,  $u_{s\beta} = U_1 \sin \omega_1 t$ , реализуя тем самым прямой пуск.

Результаты моделирования представлены на рис. 8.4. Они показывают, что при прямом пуске наблюдаются значительные колебания момента и скорости. Кроме того, они показывают, что при приложении момента нагрузки наблюдаются также колебания момента и скорости.

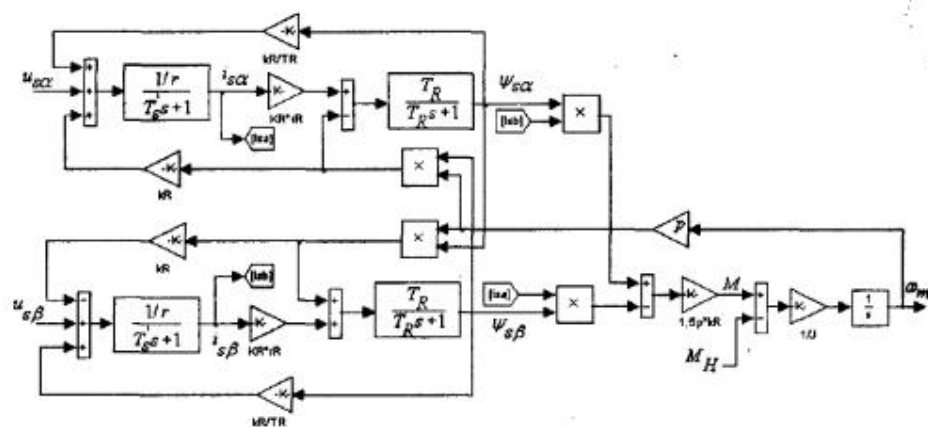


Рис. 8.2. Структурная схема АКЗ в неподвижной системе координат

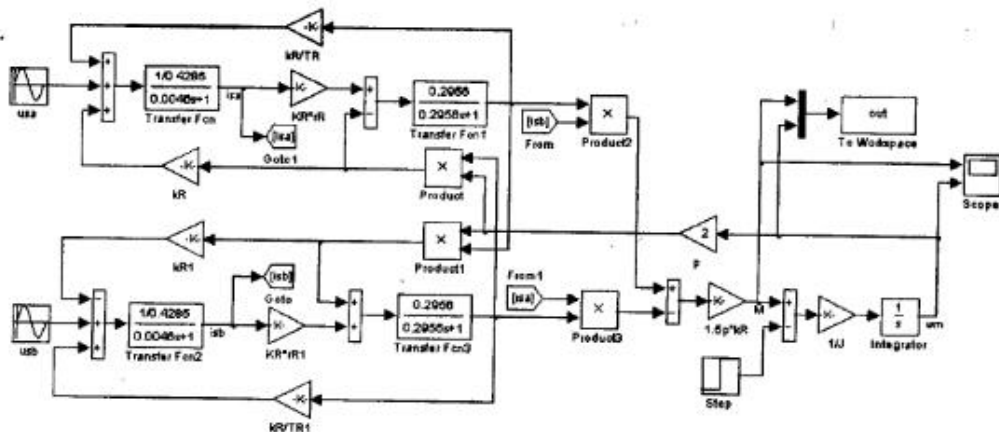


Рис. 8.3. Модель АКЗ в неподвижной системе координат

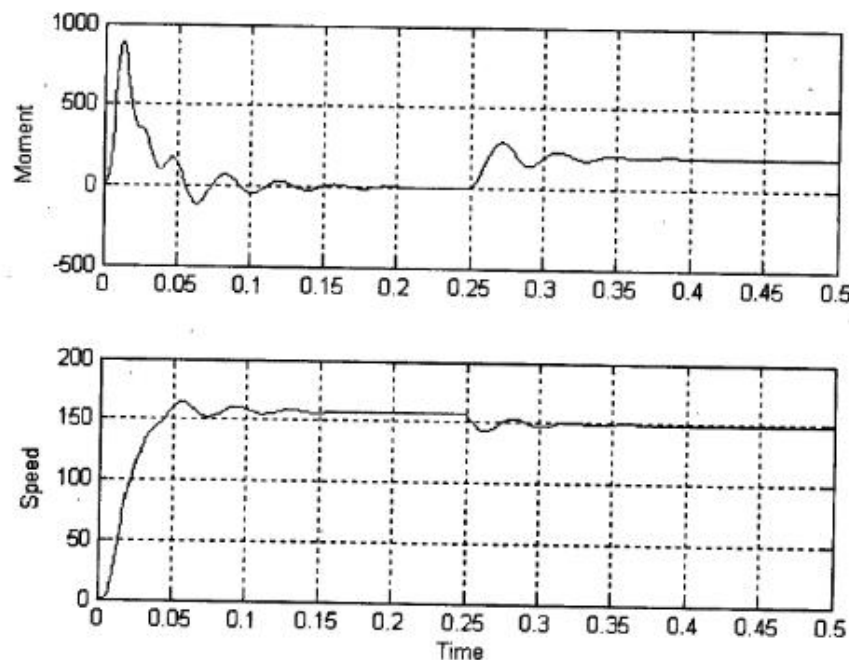


Рис. 8.4. Переходные процессы в АКЗ при пуске и набросе нагрузки

### 8.1.3. Анализ АКЗ во вращающейся системе координат

Во вращающейся с относительной угловой скоростью  $\omega_k$  в системе координат с вещественной осью  $x$  и мнимой осью  $y$  уравнения (8.10) в операторной форме запишутся в виде:

$$\begin{aligned} u_{Sx} &= r(1 + T'_s s) i_{Sx} - \omega_k L'_s i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - k_R p \omega_m \psi_{Ry}, \\ u_{Sy} &= r(1 + T'_s s) i_{Sy} + \omega_k L'_s i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + k_R p \omega_m \psi_{Rx}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Ry}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ m &= 1.5 p k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.13)$$

Структурная схема АКЗ и ее модель зависят от выбора базового вектора, который определяет скорость вращения координат. За базовый вектор принимается тот, который при анализе совмещается с одной из осей системы координат.

Так, если за базовый вектор принять вектор  $\vec{U}_s$ , то система координат будет вращаться со скоростью  $\omega_1$ , равной угловой частоте напряжения питания. Кроме того, если совместить вектор  $\vec{U}_s$  с осью  $x$  вращающейся системы координат, то в уравнениях (8.13) следует принять  $u_{Sx} = U_1$ ,  $u_{Sy} = 0$ .

$$\begin{aligned} U_1 &= r(1 + T'_s s) i_{Sx} - \omega_1 L'_s i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - k_R p \omega_m \psi_{Ry}, \\ 0 &= r(1 + T'_s s) i_{Sy} + \omega_1 L'_s i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + k_R p \omega_m \psi_{Rx}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\omega_1 - p \omega_m) \psi_{Ry}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\omega_1 - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ m &= 1.5 p k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.14)$$

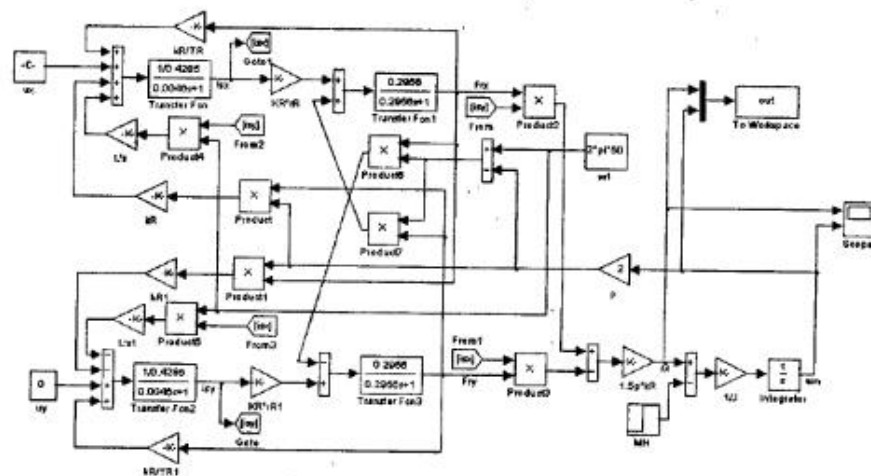


Рис. 8.5. Модель АКЗ во вращающейся системе координат с базовым вектором напряжения

Модель, построенная по уравнениям (8.14) представлена на рис. 8.5, (файл *AKZ\_Mod\_xu*), а переходные процессы в ней — на рис. 8.6. В этой модели напряжение питания и частота, являясь переменными режима, могут изменяться независимо друг от друга.

**Математическое описание АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с вектором напряжения, является основой для синтеза асинхронных систем с частотными способами управления, которые будут рассмотрены ниже.**

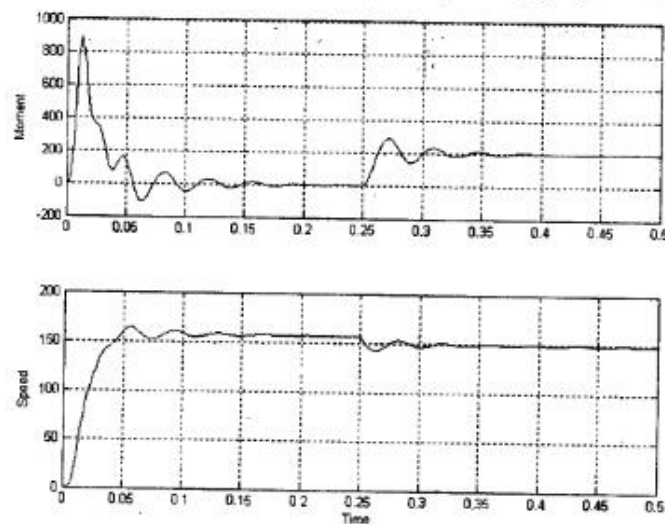


Рис. 8.6. Переходные процессы в АКЗ при пуске и набросе нагрузки

Сравнивая результаты моделирования в неподвижной и во вращающейся системе координат, можно сделать вывод об их полной идентичности.

Это доказывает, что для анализа собственно электрической машины выбор системы координат не играет роли. Однако для синтеза замкнутых систем выбор системы координат является решающим.

Это обстоятельство особенно проявляется при синтезе параметров регуляторов и при моделировании всей системы в пакете Simulink, т. к. при решении задач в этом пакете существуют ограничения, которые можно обойти только при правильном выборе системы координат.

Математические описания АКЗ, рассмотренные выше, справедливы для случая питания машины от источника напряжения. Таким источником может быть сеть или автономный инвертор напряжения, который в замкнутых системах выполняет функцию силового регулятора. Также как в системах постоянного тока может быть охвачен релейной обратной связью. В этом случае силовой регулятор представляет из себя источник тока.

Рассмотрим свойства АКЗ при питании от источника тока.

При реализации в системе релейных токовых контуров АКЗ управляется от источника тока, переменными режима в этом случае становятся токи статора и уравнения (8.14) принимают вид:

$$\begin{aligned} k_R R_R i_{sx} &= \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\omega_l - p \omega_m) \psi_{Ry}, \\ k_R R_R i_{sy} &= \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\omega_l - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ m &= 1.5 p k_R (\psi_{Rx} i_{sy} - \psi_{Ry} i_{sx}), \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.15)$$

Если в качестве базового вектора принять вектор тока статора  $\vec{i}_s$  и совместить его с осью  $x$  системы координат, то система уравнений (8.15) переписывается в виде:

$$\begin{aligned} k_R R_R i_{sx} &= \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\omega_l - p \omega_m) \psi_{Ry}, \\ 0 &= \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\omega_l - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ m &= 1.5 p k_R (\psi_{Rx} i_{sy} - \psi_{Ry} i_{sx}), \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.16)$$

Структура АКЗ, построенная по уравнениям (8.16) представлена на рис. 8.7. В этой структуре ток статора и частота, являясь переменными режима, могут

изменяться независимо друг от друга.

**Математическое описание АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с вектором тока, является основой для синтеза асинхронных систем с частотно-токовыми способами управления,** которые, так же как и частотные, будут рассмотрены ниже.

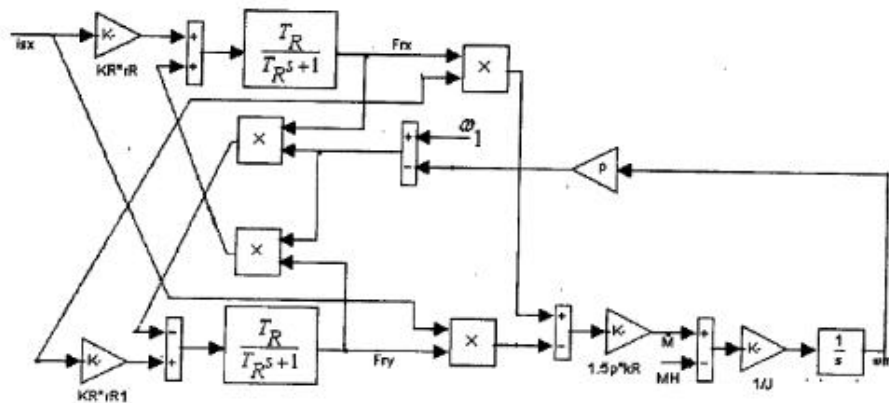


Рис. 8.7. Структура АКЗ при питании от источника тока с базовым вектором тока статора

Если за базовый вектор принять вектор потокосцепления ротора и совместить вектор  $\bar{\psi}_R$  с осью  $x$  вращающейся системы координат, то в уравнениях (8.13) следует принять  $\psi_{Ry} = 0$ .

Тогда при питании статорных обмоток от источника напряжения получим:

$$\begin{aligned} u_{sx} &= r(1 + T_s' s) i_{sx} - \omega_k L_s' i_{sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx}, \\ u_{sy} &= r(1 + T_s' s) i_{sy} + \omega_k L_s' i_{sx} + k_R p \omega_m \psi_{Rx}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx}, \\ 0 &= -k_R R_R i_{sy} + (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ M &= 1.5 p k_R \psi_{Rx} i_{sy}, \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.17)$$

Существенной особенностью этой математической модели является то обстоятельство, что угловая скорость вращения системы координат зависит от значений переменных состояния машины и определяется из четвертого уравнения системы (8.17).

$$\omega_k = \frac{k_R R_R i_{sy}}{\psi_{Rx}} + p \omega_m \quad (8.18)$$

Структура АКЗ во вращающейся системе координат совмещенной с потокосцеплением ротора и управлением от источников напряжения показана на рис. 8.8.

При питании статорных обмоток от источников тока уравнения (8.17) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned} k_R R_R i_{sx} &= \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx}, \\ k_R R_R i_{sy} &= (\omega_k - p \omega_m) \psi_{Rx}, \\ M &= 1.5 p k_R \psi_{Rx} i_{sy}, \\ J s \omega_m &= M - M_H. \end{aligned} \quad (8.19)$$

Структура АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с потокосцеплением ротора и управлением от источников тока, показана на рис. 8.9.

Можно заметить, что при постоянном сигнале  $i_{sx}$  электромагнитный момент машины определится только составляющей тока статора  $i_{sy}$ . В этом случае структура АКЗ повторяет структуру двигателя постоянного тока при управлении по цепи якоря.

**Математическое описание АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с потокосцеплением ротора как при питании АКЗ от источника напряжения, так и при питании АКЗ от источника тока, является основой для синтеза асинхронных систем с векторным управлением.**

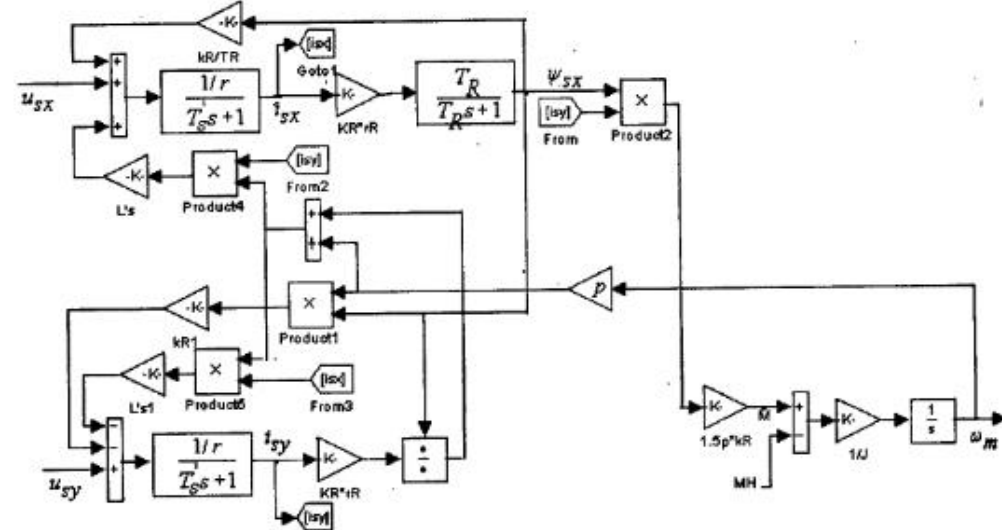


Рис. 8.8. Структурная схема АКЗ во вращающейся системе координат при питании от источника напряжения с базовым вектором потокосцепления ротора

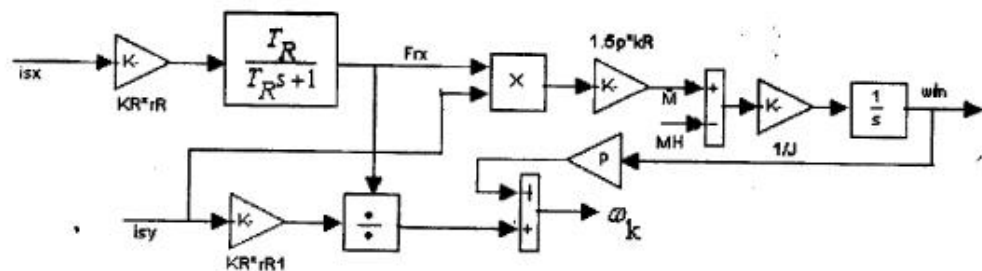


Рис. 8.9. Структурная схема АКЗ во вращающейся системе координат при питании от источника тока с базовым вектором потокоцепления ротора

## 8.2. Структурные модели асинхронных систем с частотным управлением

Асинхронные системы с частотным управлением строятся как разомкнутые, поддерживающие определенное соотношение между частотой и напряжением, так и замкнутые. В разомкнутых системах выбор соотношения между частотой и напряжением зависит от момента нагрузки и определяется из условий сохранения перегрузочной способности.

$$\lambda = \frac{M_K}{M_H} = \text{const}, \quad (8.20)$$

где  $M_K$  — критический момент АКЗ,  $M_H$  — момент нагрузки на валу машины.

Закон изменения напряжения и частоты, удовлетворяющий требованию (8.20) при допущении  $R_s = 0$ , установлен М.П. Костенко.

Математически этот закон описывается уравнением:

$$\frac{U_s}{U_{ном}} = \frac{\omega_k}{\omega_1} \sqrt{\frac{M_H}{M_{ном}}}, \quad (8.21)$$

где  $U_{ном}$ ,  $\omega_1$ ,  $M_{ном}$  — номинальные значения напряжения, угловой частоты и момента машины.

Если закон изменения момента нагрузки заранее известен, то можно определить требуемые соотношения напряжения и частоты. Рассмотрим три классических вида нагрузок на валу машины:

$$M_H = \text{const}, P_H = M_H \omega_m = \text{const}, M_H = k \omega_m^2. \quad (8.22)$$

Этим нагрузкам соответствуют следующие соотношения между напряжением и частотой:

$$\left( \frac{U_s}{\omega_k} = \text{const} \right), \left( \frac{U_s}{\sqrt{\omega_k}} = \text{const} \right), \left( \frac{U_s}{\omega_k^2} = \text{const} \right) \quad (8.23)$$

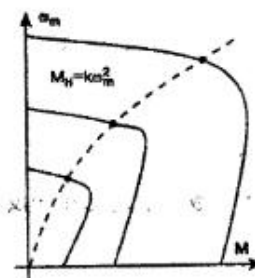
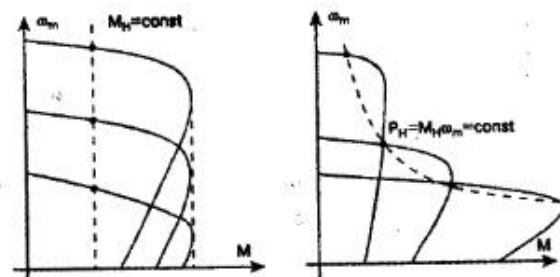


Рис. 8.10. Механические характеристики разомкнутых асинхронных электроприводов с частотным управлением

Механические характеристики АКЗ при регулировании напряжения и частоты для различных зависимостей момента от скорости приведены на рис. 8.10.

Простейшим из перечисленных законов является закон  $\frac{\bar{U}_s}{\omega_k} = \text{const}$ . Этот закон

при использовании инвертора с синусоидальной ШИМ реализован практически во всех полупроводниковых преобразователях, которые выпускаются многочисленными фирмами и предлагаются на рынке.

Удобство этого закона заключается в том, что электропривод может работать без отрицательной обратной связи по скорости и обладать естественной жесткостью механических характеристик в ограниченном диапазоне регулирования скорости.

В имеющихся на рынке преобразователях часто предусматривается возможность перестройки с целью обеспечения всех трех законов.

Реализация рассмотренных законов показана на рис. 8.11. Функциональный преобразователь (ФП) реализует одну из зависимостей (8.23), определяемую характером нагрузки. Полупроводниковый преобразователь (ПП) включает в себя автономный инвертор и его систему управления, задатчик интенсивности (ЗИ) формирует медленно нарастающий входной сигнал. В этом случае нарастание скорости не будет сопровождаться интенсивными колебаниями момента и скорости, которые наблюдаются при прямом пуске.

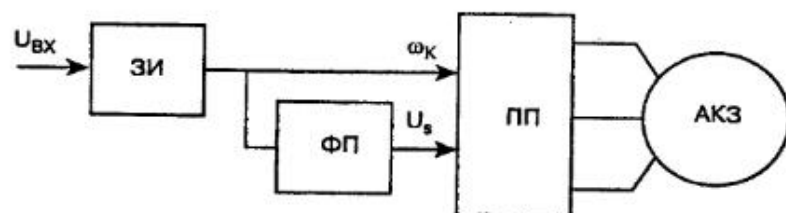


Рис. 8.11. Функциональная схема асинхронной системы с частотным управлением

Частотные способы управления АКЗ в замкнутых системах используются в основном тогда, когда заранее неизвестен характер изменения нагрузки и одновременно к системе не предъявляется жестких требований по динамике.

Частотные способы управления обеспечивают достижение требуемых статических, в основном энергетических, характеристик и используются в системах со «спокойной» нагрузкой. На входе этих систем включаются задатчики интенсивности, которые ограничивают скорость нарастания (убывания) входного сигнала до такой величины, при которой электрохимические процессы в системе можно считать установившимися, т. е. в уравнении (8.14) можно пренебречь слагаемым  $J \frac{d\omega}{dt}$ , ( $J \frac{d\omega}{dt} \ll M_H$ ).

Все законы частотного управления базируются на математическом описании асинхронной машины в установившемся режиме работы во вращающейся системе координат.

В этом случае  $\omega_m = const$ ,  $\frac{d\omega_m}{dt} = 0$ ,  $M = M_H$ , все пространственные векторы неподвижны в пространстве и неизменны по величине:  $\bar{u}_s = \bar{U}_s = const$ ,  $\bar{i}_s = \bar{I}_s = const$ ,  $\bar{i}_R = \bar{I}_R = const$ ,  $\bar{\psi}_s = \bar{\Psi}_s = const$ ,  $\bar{\psi}_R = \bar{\Psi}_R = const$ .

Поэтому производные от потокосцеплений также равны нулю. Тогда уравнения (8.14) после преобразования примут вид:

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + j\omega_k \bar{\Psi}_s = R_s \bar{I}_s + jX_{s\sigma} \bar{I}_s + j\omega_k \bar{\Psi}_m, \\ 0 &= \frac{R_R}{\beta_k} \bar{I}_R + j\omega_k \bar{\Psi}_R = \frac{R_R}{\beta_k} \bar{I}_R + jX_{R\sigma} \bar{I}_R + j\omega_k \bar{\Psi}_m, \end{aligned} \quad (8.24)$$

где  $\bar{\Psi}_m = L_m(\bar{I}_s + \bar{I}_R)$  — потокосцепление взаимоиндукции,  $\beta_k = \frac{\omega_k - p\omega_m}{\omega_k}$  —

скольжение,  $X_{s\sigma} = \omega_k L_{s\sigma} = \omega_k (L_s - L_m)$ ,  $X_{R\sigma} = \omega_k (L_R - L_m)$  — индуктивные сопротивления рассеяния статора и ротора.

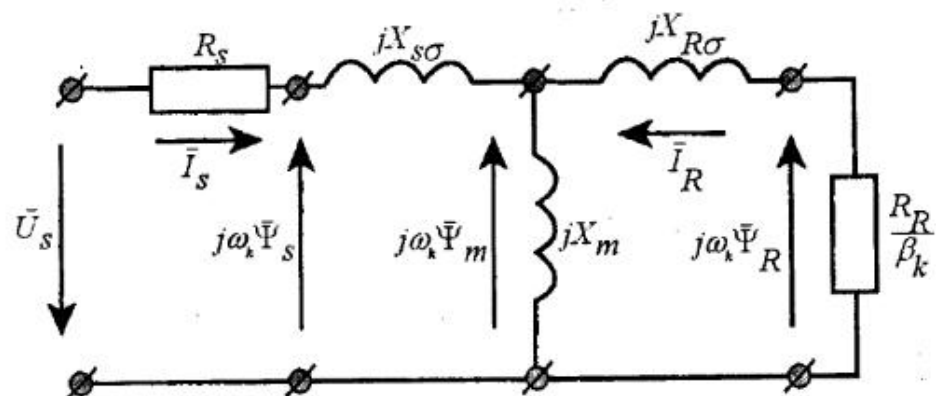


Рис. 8.12. Схема замещения АКЗ в установившемся режиме

Схема замещения асинхронного короткозамкнутого двигателя в установившемся режиме приведена на рис. 8.12. С использованием этой схемы замещения можно показать основные законы частотного управления машиной в замкнутых асинхронных системах. Этих законов четыре:

$$\begin{aligned} 1. \frac{U_s}{\omega_k} &= const, 2. \frac{E_s}{\omega_k} = \Psi_s = const, \\ 3. \frac{E_m}{\omega_k} &= \Psi_m = const, 4. \frac{E_R}{\omega_k} = \Psi_R = const. \end{aligned}$$

Выражения момента для перечисленных законов управления находятся из схемы замещения:

$$1. M = \frac{\left(\frac{U_s}{\omega_k}\right)^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{s\sigma} + X_{R\sigma})^2 + \left(R_s + \frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} \quad (8.25)$$

$$2. M = \frac{\Psi_s^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{s\sigma} + X_{R\sigma})^2 + \left(\frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} \quad (8.26)$$

$$3.M = \frac{\Psi_m^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{(X_{R\sigma})^2 + \left(\frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} \quad (8.27)$$

$$4.M = \frac{\Psi_R^2 \frac{\omega_k R_R}{\beta_k}}{\left(\frac{R_R}{\beta_k}\right)^2} \quad (8.28)$$

На рис. 8.13 приведены механические характеристики замкнутой асинхронной системы для всех четырех законов управления. Следует отметить, что перечисленные законы управления широко использовались и хорошо себя зарекомендовали в системах, где не требуется быстрого действия по управлению и нет резких изменений момента нагрузки.

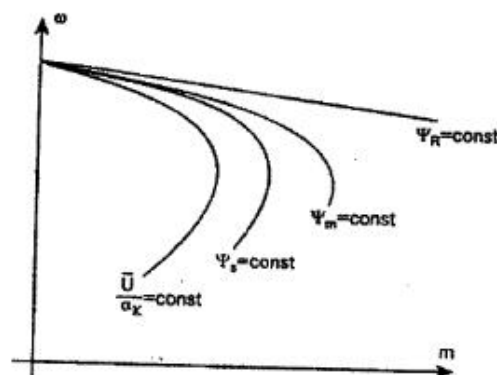


Рис. 8.13. Механические характеристики АКЗ при различных законах управления

Реализация постоянства потокосцепления требует применение отрицательной обратной связи по соответствующей ЭДС. Функциональная схема таких систем показана на рис. 8.14.

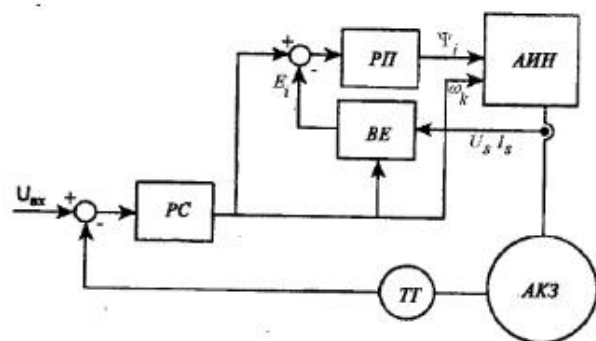


Рис. 8.14. Функциональная схема замкнутых асинхронных систем с частотным управлением

Вычислитель ЭДС (ВЕ) реализует одну из следующих зависимостей:

$$\begin{aligned} E_s &= U_s - R_s I_s \\ E_m &= U_s - I_s \sqrt{R_s^2 + (\omega_k L_{s\sigma})^2} \\ E_R &\approx U_s - I_s \sqrt{R_s^2 + [\omega_k (L_{s\sigma} + L_{R\sigma})]^2} \end{aligned} \quad (8.29)$$

В системе использована обратная связь по скорости с регулятором скорости. Рассмотрим частотную систему, обеспечивающую поддержание постоянного потокосцепления ротора ( $\Psi_R = \text{const}$ ). Модель такой системы (*файл Drive\_U\_f\_Fr*) показана на рис. 8.15

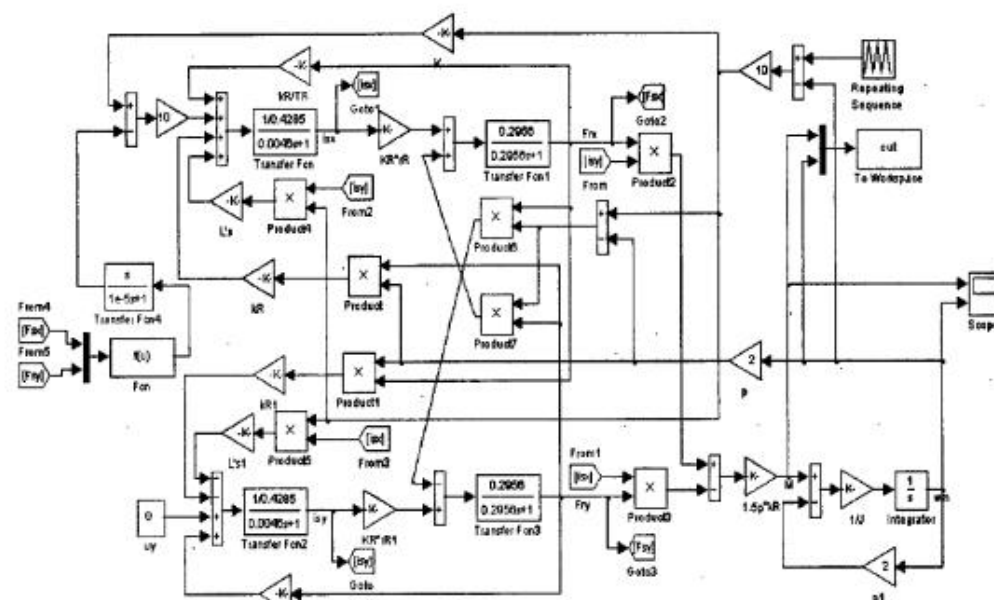


Рис. 8.15. Модель замкнутой асинхронной системы с частотным управлением и постоянным потокосцеплением ротора

Переходные процессы при линейном нарастании и убывании входного сигнала и моменте пропорциональном скорости вращения машины показаны на рис. 8.16.

В этой системе реализована обратная связь по потокоцеплению ротора, с помощью вычислителя потока (ВП) и регулятора потока (РП) и обратная связь по скорости.

Сложность построения систем со стабилизацией соответствующего потока состоит в необходимости вычисления соответствующей ЭДС.

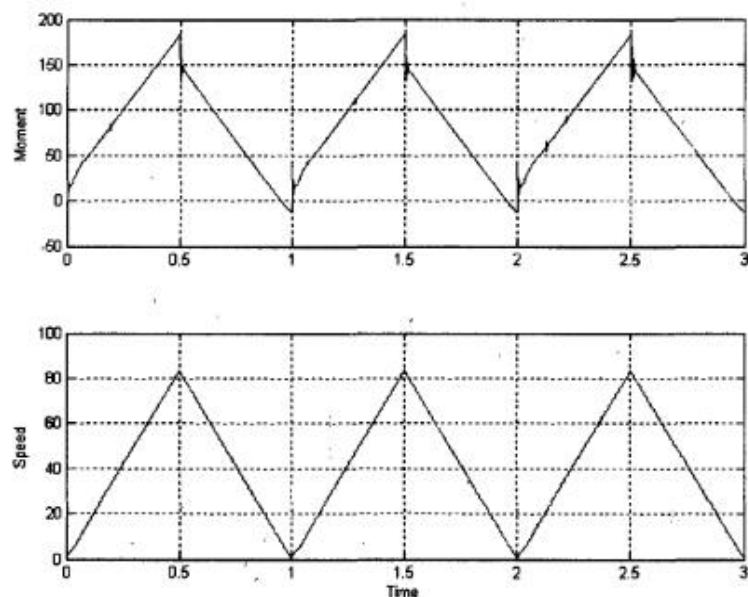


Рис. 8.16. Переходные процессы в замкнутой асинхронной системе с частотным управлением

### 8.3. Структурные модели асинхронных систем с частотно-токовым управлением

Рассмотрим один из возможных частотно-токовых способов управления системой с  $\psi_R = const$ , который используется при управлении АКЗ от источника тока. Из схемы замещения (рис. 8.12) нетрудно определить значение тока статора

$$\bar{I}_S = \frac{j\omega_k \bar{\psi}_R}{x_m} (1 + j\beta_k \omega_k T_R), \quad (8.30)$$

откуда можно найти зависимость между скалярными значениями тока статора, потокоцеплением ротора и абсолютным скольжением.

$$I_S = \frac{\psi_R}{L_m} \sqrt{1 + (\alpha_k T_R)^2}, \quad (8.31)$$

где  $\alpha_k = \frac{\omega_k - p\omega}{\omega_k} \omega_k = \omega_k - p\omega_m$  — абсолютное скольжение.

Реализация этой зависимости в замкнутой системе показана на функциональной схеме (рис. 8.17). Сигнал на выходе регулятора скорости суммируется с угловой электрической скоростью ротора и эта сумма определяет частоту на выходе инвертора. Поэтому на выходе регулятора скорости сигнал пропорционален скольжению. В нелинейном блоке (НБ) реализована зависимость (8.31). Релейный регулятор тока придает автономному инвертору свойства источника тока. Модель рассмотренной системы (*файл Drive\_I\_f\_Fr*) показана на рис. 8.18. Переходные процессы, полученные на модели, показаны на рис. 8.19.

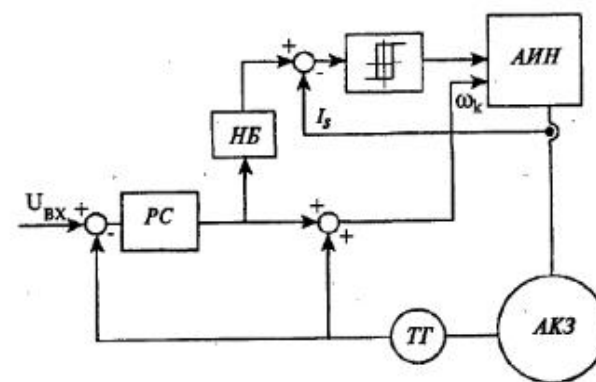


Рис. 8.17. Функциональная схема асинхронной системы с частотно-токовым управлением

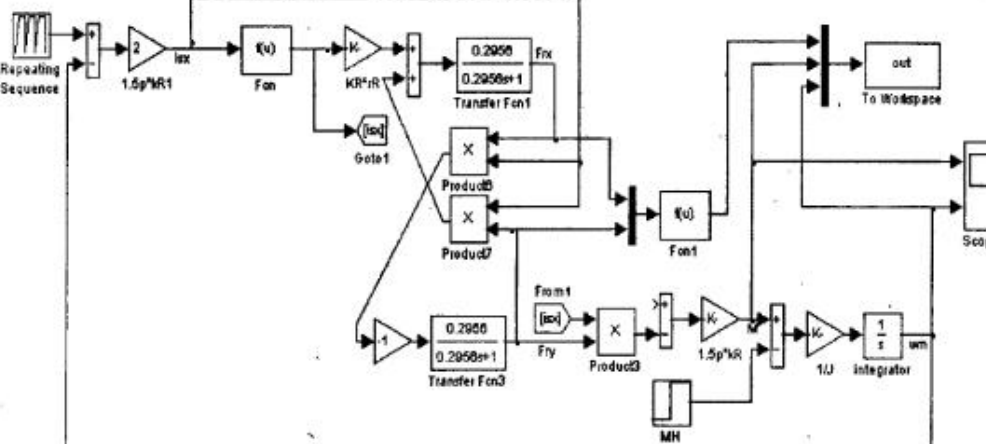


Рис. 8.18. Модель замкнутой асинхронной частотно-токовой системы

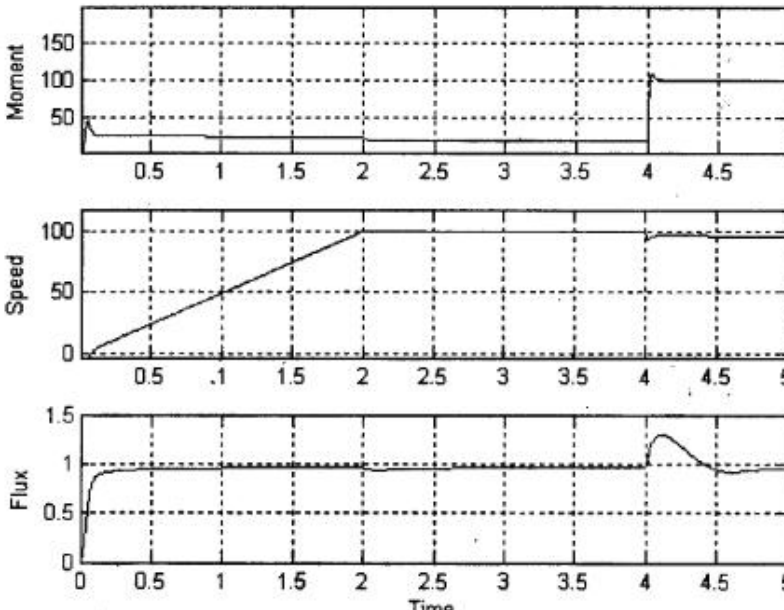


Рис. 8.19. Переходные процессы в замкнутой асинхронной частотно-токовой системе

#### 8.4. Структурные модели замкнутых асинхронных систем с векторным управлением

#### 8.4.1. Частотная асинхронная система с векторным управлением

Математическое описание и структурная схема АКЗ при его питании от источника напряжения для случая, когда базовым вектором является вектор потокосцепления ротора, приведены выше (уравнения 8.17, 8.18, рис. 8.8). В этом случае, как это видно из структурной схемы (рис. 8.8), АКЗ как объект управления имеет два взаимосвязанных канала. Канал по составляющей  $x$ , определяющий потокосцепление ротора, и канал по составляющей  $y$ , определяющий составляющую тока  $i_{xy}$ . Если организовать управление так, чтобы на выходе канала  $x$  поддерживать постоянный сигнал, то потокосцепление ротора будет постоянным, а сигнал в канале  $y$  будет определять момент. В этом случае структурная схема АКЗ повторяет структурную схему ДПТ. Для такой реализации необходимо в канале  $x$  синтезировать регулятор потокосцепления, на входе которого поддерживать постоянный сигнал, а в канале  $y$  синтезировать регуляторы тока и скорости.

Структурная схема замкнутой частотной системы с векторным управлением показана на рис. 8.20.

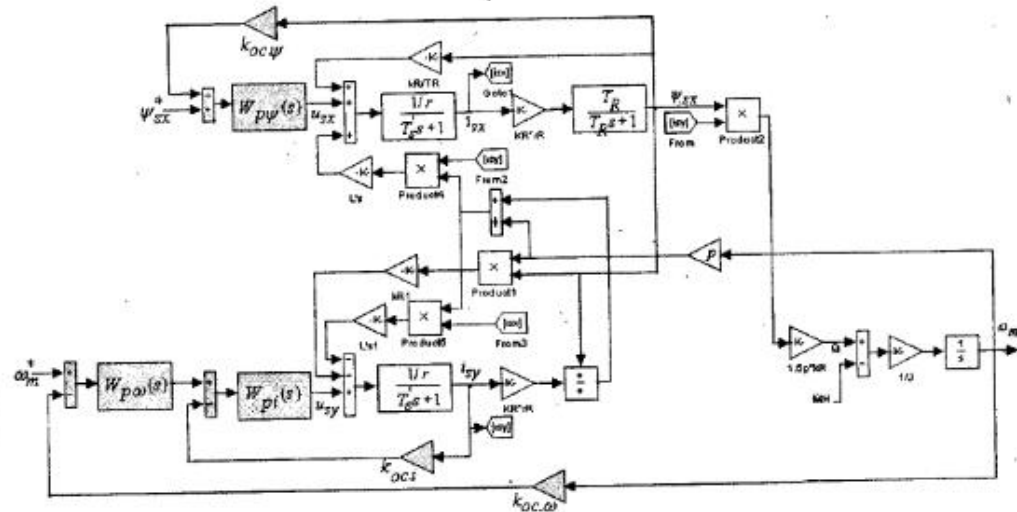


Рис. 8.20. Структурная схема замкнутой асинхронной системы с векторным управлением

В канале регулирования потокоцепления ротора, как правило,  $T_R \gg T_s$ , поэтому в качестве регулятора потокоцепления целесообразно выбрать

ПИ-регулятор с передаточной функцией  $W_{\text{пу}}(s) = \frac{k_{\text{пу}}(T_R s + 1)}{T_R s}$ , тогда для реализации

в этом канале оптимума по модулю коэффициент усиления регулятора рассчитывается из условия:

$$k_{pv} = \frac{r}{2T_s' k_R R_R k_{oc,y}} \quad (8.32)$$

Рассчитанный таким образом ПИ-регулятор компенсирует перекрестные связи в канале  $x$ .

Для компенсации влияния перекрестных связей в канале  $y$  следует также выбрать ПИ-регулятор с передаточной функцией  $W_{pi}(s) = \frac{k_{pi}(T_s' s + 1)}{T_s' s}$ .

Тогда передаточная функция замкнутого токового контура в канале  $y$  будет равна:

$$W_i(s) = \frac{1}{k_{oc,i}} \frac{1}{\frac{T_s' r}{k_{pi} k_{oc,i}} s + 1} \approx \frac{1}{k_{oc,i}} \quad \text{при} \quad k_{pi} \gg 1. \quad (8.33)$$

При компенсированных перекрестных связях канал  $y$ , отвечающий за момент, полностью аналогичен системе постоянного тока. Для придания этой системе астатизма по скорости необходимо выбрать ПИ-регулятор скорости с передаточной функцией

$$W_{pv}(s) = \frac{k_{pv}(T_{pv}s + 1)}{T_{pv}s} \quad (8.34)$$

Тогда передаточная функция системы по возмущению будет равна  $W'(s) = \frac{-k_{oc,i}}{1.5pk_R k_{oc,\omega} k_{pv}} \frac{T_{pv}s}{\frac{T_{pv} J k_{oc,i}}{k_{oc,\omega} k_{pv}} s^2 + T_{pv}s + 1} \approx \frac{-k_{oc,i}}{1.5pk_R k_{oc,\omega} k_{pv}} \frac{T_{pv}s}{T_{pv}s + 1}$  при  $k_{pv} \gg 1$ .

Провал скорости при приложении момента определится из выражения:

$$\Delta \omega_m = \frac{-k_{oc,i}}{1.5pk_R k_{oc,\omega} k_{pv}} \Delta M_H, \quad (8.36)$$

что может быть определяющим в выборе коэффициента усиления регулятора скорости. Модель асинхронной мехатронной системы вместе с регуляторами скорости и потока, рассчитанными в соответствии с вышеизложенным, представлена на рис. 8.21 (файл *Drive\_Vectr\_Fx\_U*). Здесь же для сравнения помещена модель эквивалентной системы постоянного тока.

На рис. 8.22 показаны результаты моделирования системы «в малом». Переходные процессы в системе «в большом» приведены на рис. 8.23. Сравнение результатов асинхронной системы с векторным управлением и эквивалентной системы постоянного тока показывает их полную идентичность при малых и больших сигналах управления.

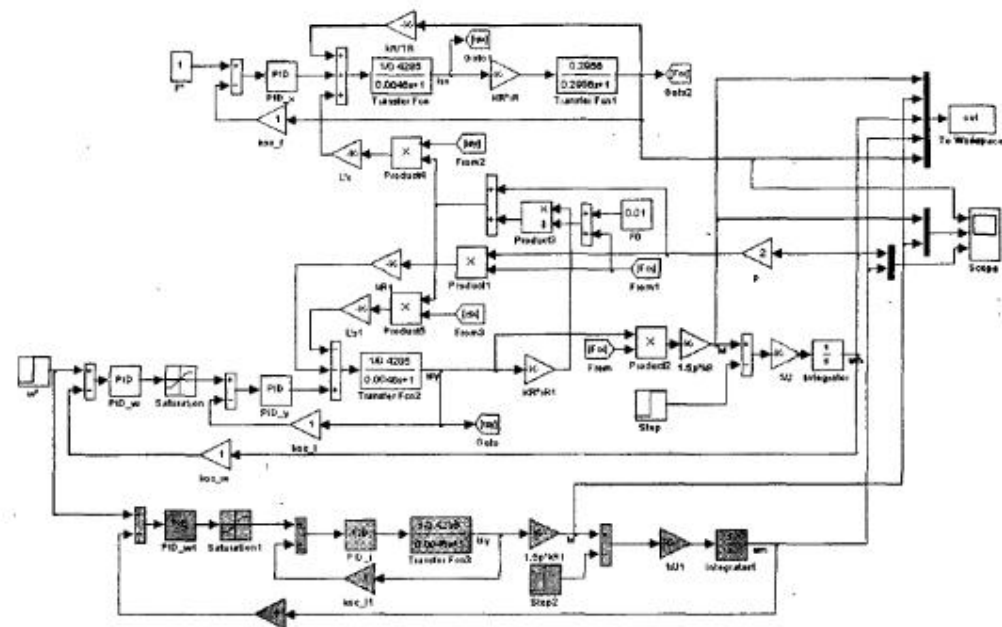


Рис. 8.21. Модели асинхронной векторной системы и эквивалентной системы постоянного тока

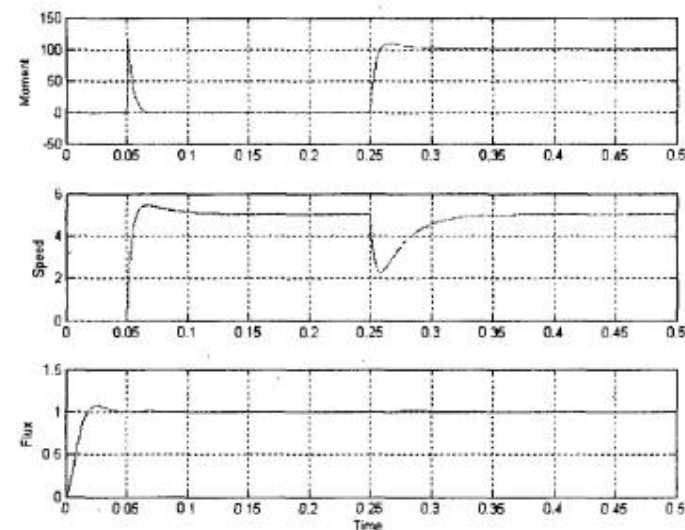


Рис. 8.22. Переходные процессы «в малом» в замкнутой асинхронной системе с векторным управлением

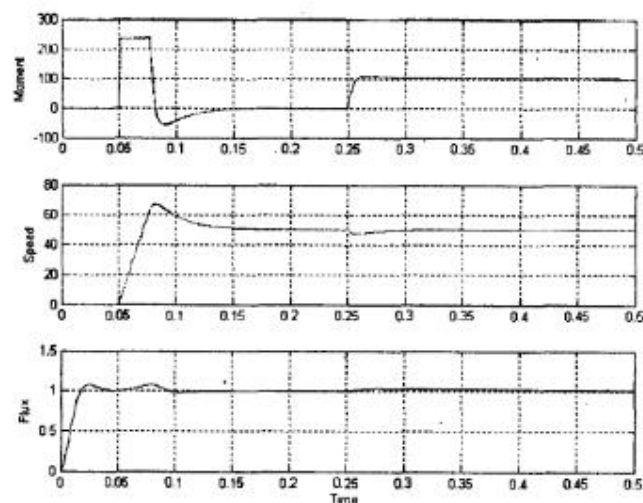


Рис. 8.23. Переходные процессы «в большом» в замкнутой асинхронной системе с векторным управлением

#### 8.4.2. Частотно-токовая асинхронная система с векторным управлением

Реализация режима источника тока в автономном инверторе осуществляется, как это было описано выше, введением релейных элементов, на вход которых подается разность управляющего сигнала и сигнала с датчика реального тока двигателя. Структурная схема замкнутой частотно-токовой системы с векторным управлением, которая управляется от инвертора тока с выходной частотой, определенной равенством (8.18), показана на рис. 8.24. Следует подчеркнуть, что выходная частота инвертора формируется в зависимости от значения переменных состояния системы  $i_{sy}, p\psi, \psi_{Rx}$ .

В системе имеются два канала, один определяет поток в машине, другой — момент. Синтез регуляторов при построении подчиненной системы в каждом канале осуществим в соответствии с положениями, изложенными ранее. В канале потока выбран П-регулятор с коэффициентом усиления  $k_{\psi x} = 700$ , в канале скорости синтезирован ПИ-регулятор с параметрами  $k_{\Pi\omega} = 10$ ,  $k_{I\omega} = 400$ .

Коэффициенты передач регуляторов выбираем так, чтобы постоянная времени в канале управления потоком была бы, по крайней мере, на порядок меньше постоянной времени в канале управления скоростью. Модель электропривода вместе с регуляторами скорости и потока, а также с ограничениями, представлена на рис. 8.25. (файл *Drive\_Vectr\_Fx\_1*).

Здесь же для сравнения использована модель эквивалентной системы постоянного тока.

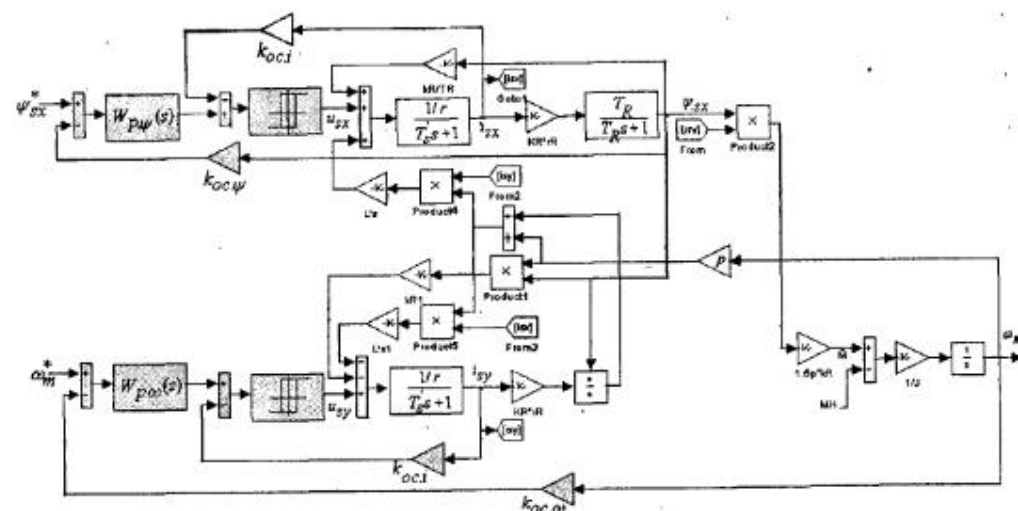


Рис. 8.24. Структурная схема замкнутой асинхронной частотно-токовой системы с векторным управлением

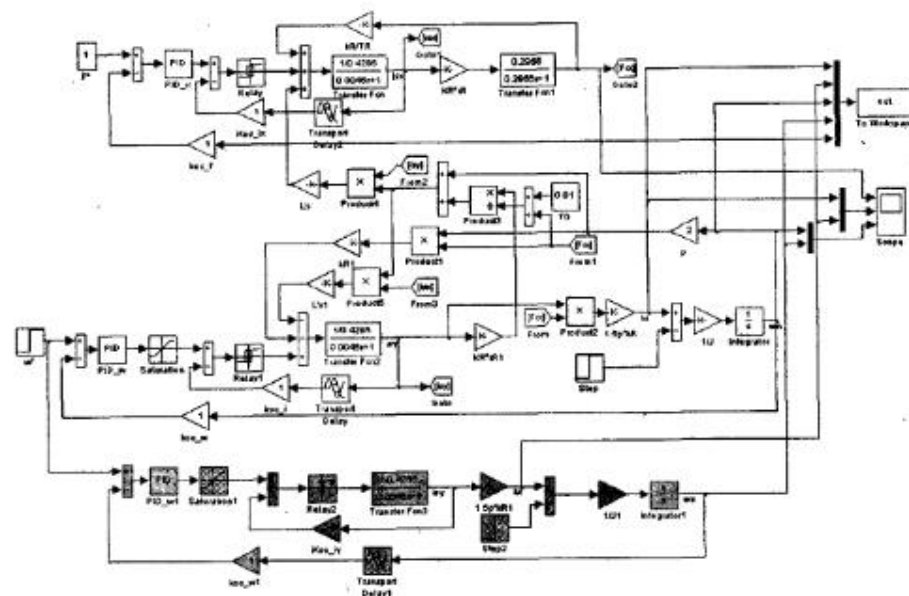


Рис. 8.25. Модели асинхронной системы с частотно-токовым векторным управлением и эквивалентной системой постоянного тока

На рис. 8.26. показаны результаты моделирования системы «в малом» по моменту, скорости и потоку. Переходные процессы в системе «в большом» приведены на рис. 8.27. Достаточно простая структура замкнутого асинхронного электропривода получается вследствие того, что изначально в математическое описание заложены все необходимые преобразования, а именно:

- преобразование системы координат;
- ориентация системы координат по оси потокосцепления ротора;
- идеальность источника тока, питающего машину.

Математическое описание, структурные схемы и модели, рассмотренные выше, соответствует описанию по «гладкой» составляющей и не учитывает импульсного характера напряжения на выходе инвертора.

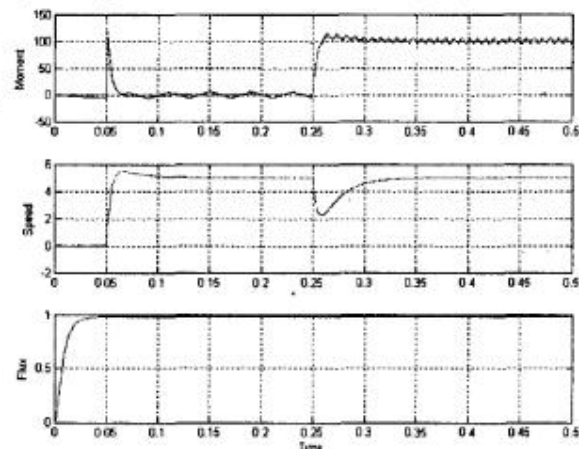


Рис. 8.26. Переходные процессы «в малом» в замкнутой асинхронной частотно-токовой системе

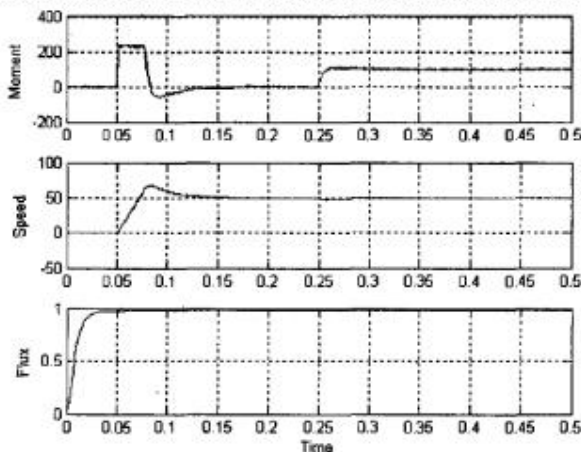


Рис. 8.27. Переходные процессы «в большом» в замкнутой асинхронной частотно-токовой системе с векторным управлением

## 8.5. Виртуальная частотно-токовая асинхронная система с векторным управлением

Рассмотрим модель, в которой функционально реализован «токовый коридор» при использовании инвертора напряжения, а выходная частота инвертора определяется из выражения (8.18). Модель такой системы приведена на рис. 8.28. (файл *Virt\_Drive\_Fr\_1*). В данной модели реализована вращающаяся система координат, ориентированная по потокосцеплению ротора. Регуляторы в канале потокосцепления и скорости имеют те же параметры, как и в системе рис. 8.24.

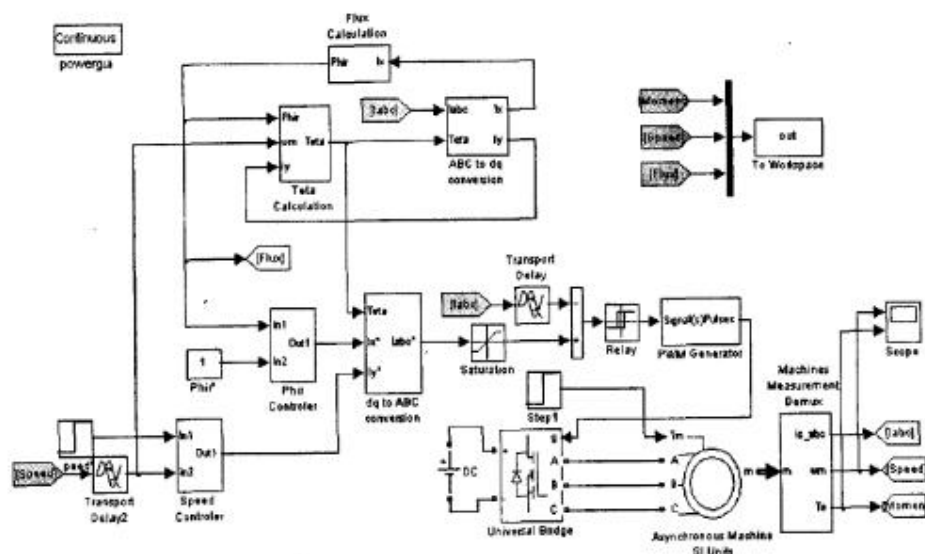


Рис. 8.28. Виртуальная частотно-токовая асинхронная система с векторным управлением

«Токовый коридор» реализован с использованием релейного элемента Relay на входе блока управления (PWM Generator) инвертором и отрицательной обратной связи по току.

В реальных системах потокосцепление ротора определяется с использованием датчиков Холла, либо вычисляется в соответствии с уравнением 8.19 по выражению

$$\psi_{Rr} = \frac{k_R r_R \bar{T}_R}{1 + \bar{T}_R s} i_{sx}. \quad (8.37)$$

В этом выражении значение тока  $i_{\Delta x}$  определяется на основании реального сигнала с датчика тока.

Модель (рис. 8.28) практически повторяет модель из библиотеки Powerdemo

Модель содержит:

- виртуальный асинхронный двигатель;
- трехфазный автономный инвертор на IGBT транзисторах (блок Universal Bridge);

- блоки ABC-XY и XY-ABC, (рис. 8.29) осуществляющие преобразование неподвижной трехфазной системы координат во вращающуюся двухфазную и вращающуюся двухфазную в неподвижную трехфазную в соответствии с принципами, объясненными выше;

- блок определения угла поворота системы координат (блок Theta Calculation рис. 8.30). Этот блок определяет выходную частоту инвертора в соответствии с выражением (8.18), т. к. только в этом случае оси координат вращающейся системы будут сориентированы заданным образом (уравнение 8.18);

- блок вычисления потокосцепления ротора в соответствии с уравнением 8.37 (Flux Calculator, рис. 8.31);

- блок задания потокосцепления (блок Phir\*) и регулятор тока по оси x (блок Phir Controller);

- блок задания скорости (Speed\*) и регулятор скорости (Speed Controller).

Переходные процессы по скорости, моменту и потокосцеплению показаны на рис. 8.32, 8.33. Они достаточно хорошо совпадают с результатами, полученными на математической модели (рис. 8.26, 8.27).

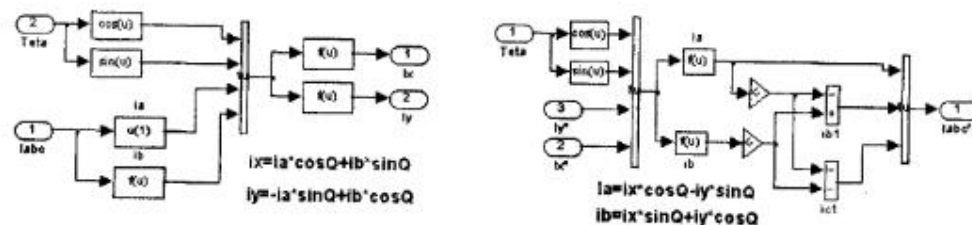


Рис. 8.29. Блок преобразований

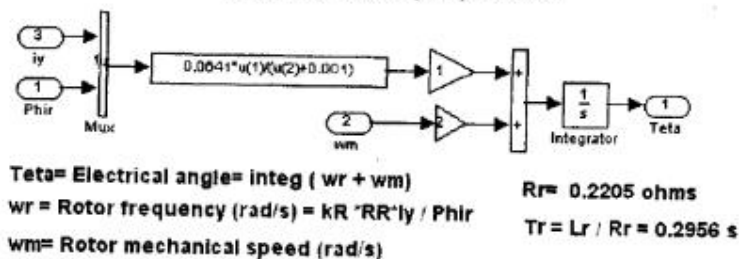
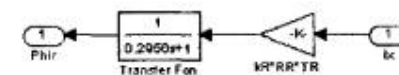


Рис. 8.30. Блок вычисления угла поворота системы координат



$$\text{Phir} = kR \cdot RR \cdot TR \cdot 1x / (1 + TR \cdot s) \quad TR = Lr / Rr = 0.2956 \text{ s}$$

$$RR = 0.2205 \text{ ohms}$$

Рис. 8.31. Блок вычисления потокосцепления ротора

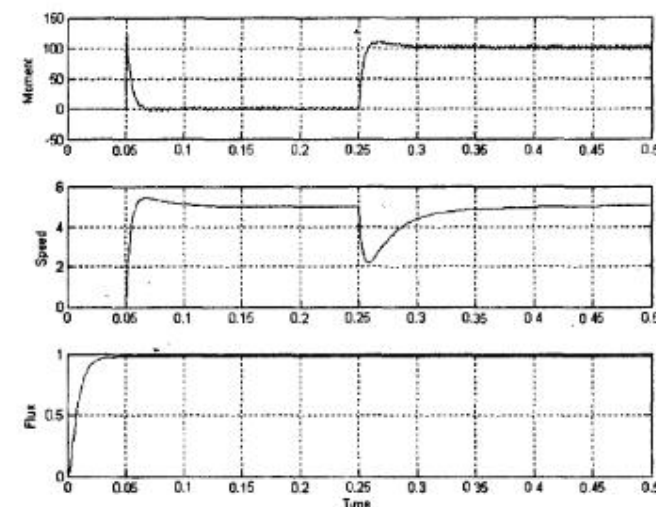


Рис. 8.32. Переходные процессы «в малом» в виртуальном асинхронном электроприводе

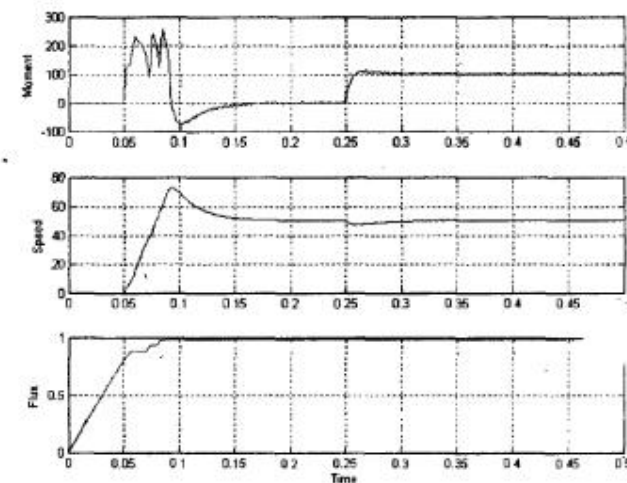


Рис. 8.33. Переходные процессы «в большом» в виртуальном асинхронном электроприводе

## 8.6. Электромагнитные процессы в замкнутой асинхронной системе

Электромагнитные процессы в замкнутой асинхронной системе, определяющие его энергетические характеристики, исследуются в установившемся режиме и без учета высокочастотных пульсаций тока, вызванных импульсным характером напряжения на выходе инвертора (анализ по гладкой составляющей).

В этом случае электромагнитные переменные зависят от закона управления и не зависят от метода реализации этого закона (частотного или векторного). Рассмотрим расчет этих характеристик для закона с поддержанием постоянного потока сцепления ротора. Анализ удобнее осуществлять во вращающейся системе координат, поскольку все электромагнитные переменные состояния постоянны, а их производные равны нулю.

Математическое описание АКЗ в установившемся режиме находится из уравнения (8.17) при

$$i_{sx} = I_{sx} = \text{const}, i_{sy} = I_{sy} = \text{const}, \varphi_{Rx} = \Psi_{Rx} = \text{const},$$

$$\psi_{Ry} = 0, u_{sx} = U_{sx} = \text{const}, u_{sy} = U_{sy} = \text{const}$$

$$U_{sx} = rI_{sx} - \omega_k L'_s I_{sy} - \frac{k_R}{T_R} \Psi_{Rx},$$

$$U_{sy} = rI_{sy} + \omega_k L'_s I_{sx} + k_R p \omega_m \Psi_{Rx} \quad (8.38)$$

$$0 = -k_R R_R I_{sx} + \frac{1}{T_R} \Psi_{Rx},$$

$$0 = -k_R R_R I_{sy} + (\omega_k - p\omega_m) \Psi_{Rx} \quad (8.39)$$

Из двух последних уравнений находятся значения токов в осях x, y.

$$I_{sx} = \frac{\Psi_{Rx}}{k_R R_R T_R}, I_{sy} = (\omega_k - p\omega_m) \frac{\Psi_{Rx}}{k_R R_R} \quad (8.40)$$

Проекция напряжения на статоре находится из уравнений (8.38)

Максимальное напряжение на статоре

$$U_m = \sqrt{U_{sx}^2 + U_{sy}^2} \quad (8.41)$$

Выражения для определения остальных электромагнитных характеристик помещены в таблице 8.2

Выражения для проекций токов и напряжений  $I_{sx}, I_{sy}, U_{sx}, U_{sy}$  нетрудно получить и для других законов управления асинхронной машиной. После чего определяют остальные электромагнитные характеристики по выражениям таблицы. Важно

подчеркнуть, что в асинхронных системах закон управления влияет на электромагнитные процессы и тесно связанные с ними энергетические характеристики.

Максимальный ток статора	$I_m$	$\sqrt{I_{sx}^2 + I_{sy}^2}$
Фазовый сдвиг между напряжением и током	$\varphi$	$\arctg \frac{U_{sy}}{U_{sx}} - \arctg \frac{I_{sy}}{I_{sx}}$
Средний ток в транзисторе инвертора	$I_{T, cp}$	$\frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos \varphi)$
Эффективный ток в транзисторе инвертора	$I_T$	$\frac{I_m}{2} \times \sqrt{1 - \frac{\varphi}{\pi} + \frac{\sin 2\varphi}{2\pi}}$
Средний ток в диоде инвертора	$I_{D, cp}$	$\frac{I_m}{2\pi} (1 - \cos \varphi)$
Эффективный ток в диоде инвертора	$I_D$	$\frac{I_m}{2} \times \sqrt{\frac{\varphi}{\pi} - \frac{\sin 2\varphi}{2\pi}}$
Средний ток источника	$I$	$I_m \cos \varphi$

Таблица 8.2

Алгоритм расчета электромагнитных характеристик включает следующую последовательность:

1. задается частота на выходе инвертора  $0 \leq \omega_k \leq \omega_{ном}$ .
2. задается скорость двигателя в диапазоне  $\omega_{м, ном} \leq \omega_m \leq \frac{\omega_k}{p}$ .
3. Для каждого значения абсолютного скольжения  $\alpha = \omega_k - p\omega_m$ .

рассчитываются токи и напряжения по формулам, приведенным выше в таблице. Статические характеристики в асинхронной системе могут быть определены с использованием виртуальных моделей.

## 8.7. Имитационные лабораторные стенды асинхронных систем в пакете Sim Power System

В последней версии пакета Sim Power System добавлена библиотека асинхронных систем, показанная на рис. 8.34.

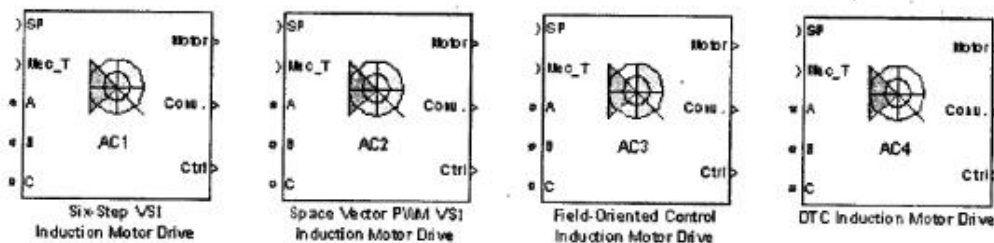


Рис. 8.34. Библиотека лабораторных стендов асинхронных систем

Эта библиотека содержит асинхронную систему с алгоритмом управления инвертором  $\alpha = 180^\circ$  и частотным регулированием (Six-Step VSI Induction Motor Drive), асинхронную систему с частотным регулированием и векторным алгоритмом управления инвертором (Space Vector PWM VSI Motor Drive) асинхронную систему с векторным управлением и базовым вектором потока сцепления ротора (Field-Oriented Control Induction Motor Drive) и асинхронную систему с прямым управлением моментом (DTC Induction Motor Drive).

*Разомкнутая асинхронная система с алгоритмом управления инвертором  $\alpha = 180^\circ$ .*

Простейшей из перечисленных систем является разомкнутая система с алгоритмом управления инвертором  $\alpha = 180^\circ$  и поддержанием  $\frac{U}{f} = const$ . Этот способ управления трехфазным инвертором подробно описан в п. 5.9.3 гл. 5.

Асинхронная система, реализованная на базе такого инвертора описана в п. 8.3 гл. 8.

Функциональная схема системы представлена на рисунке 8.35.

Система содержит:

- трехфазный мостовой управляемый выпрямитель (УВ) (Three-phase full converter);
- систему управления УВ, содержащую регулятор постоянного напряжения питания инвертора (DC bus voltage regulator) и блок генерирования импульсов управления УВ (Bridge firing unit);
- цепь сброса энергии торможения исполнительной асинхронной машины (Braking chopper);
- трехфазный инвертор (Three-phase inverter);

- систему управления инвертором (Six step generator);
- асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (Induction motor).

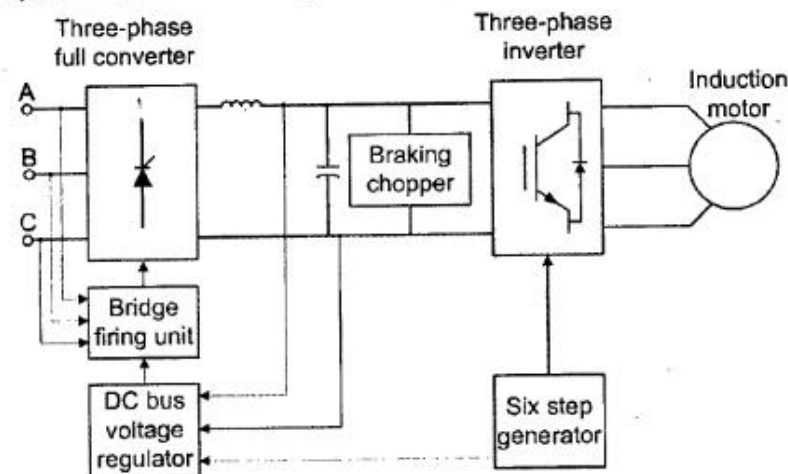


Рис. 8.35. Функциональная схема системы с частотным регулированием

Окно настройки параметров, которое является панелью имитационного лабораторного стенда, разработанного с использованием инструментального средства GUI — графического интерфейса пользователя, показано на рис. 8.36.

На этой панели имеется три основные вкладки Asynchronous Machine, Converters and DC bus, Controller, позволяющие задать параметры основных блоков системы. Вид панели при нажатой вкладке Asynchronous Machine представлен на рисунке 8.36. В этом случае в окнах панели задаются следующие параметры машины:

- система отсчета, в которой осуществляется представление измеренных величин (Reference frame);
- номинальная полная мощность (Power VA), номинальное действующее фазное напряжение (Voltage V), номинальная частота (Frequency Hz) в поле Nominal values;
- сопротивление и индуктивность рассеяния статора (Resistance (Ohm), Leakage inductance (H)) в поле Equivalent circuit values;
- Mutual inductance (H) — взаимная индукция в поле Equivalent circuit values;
- сопротивление и индуктивность рассеяния ротора (Resistance (Ohm), Leakage inductance (H)) в поле Equivalent circuit values;
- начальные токи статора и их фазы в поле Initial current;
- момент инерции ротора вместе с приведенной нагрузкой (Inertia  $\text{kgm}^2$ ), коэффициент вязкого трения (Viscous friction coefficient Nms), число пар полюсов (Pole pairs) в поле Mechanical parameters;
- начальное скольжение (Slip) и начальный угол поворота ротора (Angle deg) в поле Initial values;

Параметры машины можно загрузить из внешнего файла (Load) или сохранить во внешнем файле (Save).

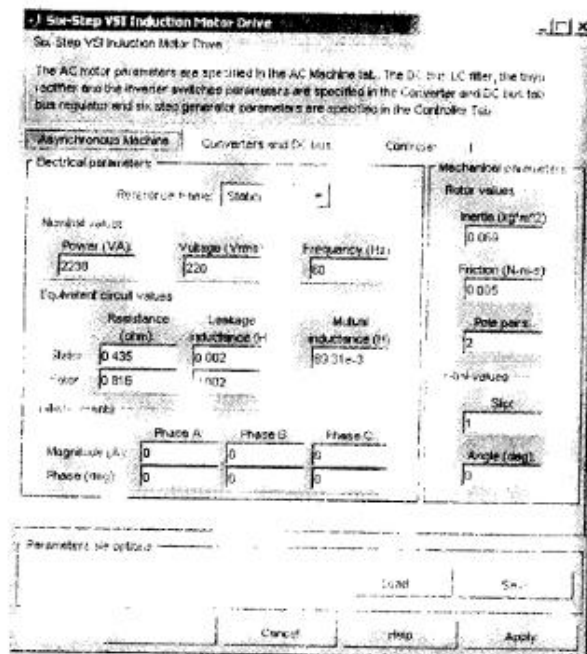


Рис. 8.36. Панель для ввода параметров асинхронной машины

На вкладке Converter and DC Bus (рис. 8.37) задаются параметры управляемого выпрямителя в поле Rectifier, параметры фильтра в поле DC Bus, цепи сброса энергии в поле Braking chopper и инвертора в поле Inverter.

Поле Rectifier содержит поле параметров демпфирующих цепей (Snubbers) и тиристор (Thyristors)УВ.

Поле DC Bus содержит параметры фильтра — Inductance (H) и Capacitance (F).

В поле Braking chopper задаются параметры гасящего сопротивления — Resistance (Ohm) и частоты переключения транзистора цепи сброса — Chopper frequency (Hz).

В поле Inverter вводятся параметры инвертора:

• Тип полупроводникового прибора — Device type, здесь из выпадающего списка можно выбрать тип прибора.

• Сопротивление транзистора в открытом состоянии — On-state resistance (Ohm).

• Прямое падение напряжения на транзисторе и обратном диоде — Forward voltage V.

• Динамические характеристики транзистора при выключении — Turn-off characteristics.

• Сопротивление и емкость демпфирующей цепи — Resistance(Ohm), Capacitance (F) в поле Snubbers.

На вкладке Controller (рис. 8.38) задаются параметры регуляторов напряжения в звене постоянного тока в поле (DC bus control) и частоты в поле (Six step generator).

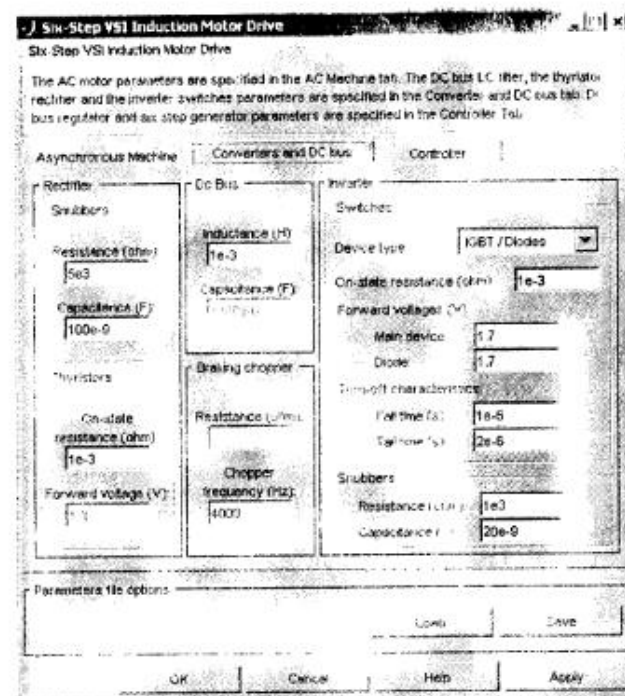


Рис. 8.37. Панель для ввода параметров управляемого выпрямителя, цепи сброса энергии и инвертора.

В поле DC bus control задаются:

• Частота среза фильтра датчика напряжения в цепи обратной связи — Voltage sensor cutoff frequency (Hz).

• Частота питающей сети — Network frequency (Hz DC).

• Отклонения напряжения от заданного в минус (bus negative deviation V) и плюс (DC bus positive deviation V).

• Параметры ПИ-регулятора — в полях PI regulator.

• Ограничение напряжения в звене постоянного тока — Bus voltage limit (V).

Вкладка Schematic позволяет просмотреть структуру регуляторов. На рис. 8.39 показана структура регулятора напряжения в звене постоянного тока.

В поле Six step generator (рис. 8.38) задаются:

• Acceleration (rpm/s) — ограничение ускорения, Deceleration (rpm/s) — ограничение замедления в поле Speed ramps.

• Минимальная и максимальная частота на выходе инвертора в поле Output frequency limit (Hz).

• Отношение напряжение/частота при регулировании — Volt/Hertz ratio.

• Временная задержка нарастания частоты — Zero speed crossing time (s).

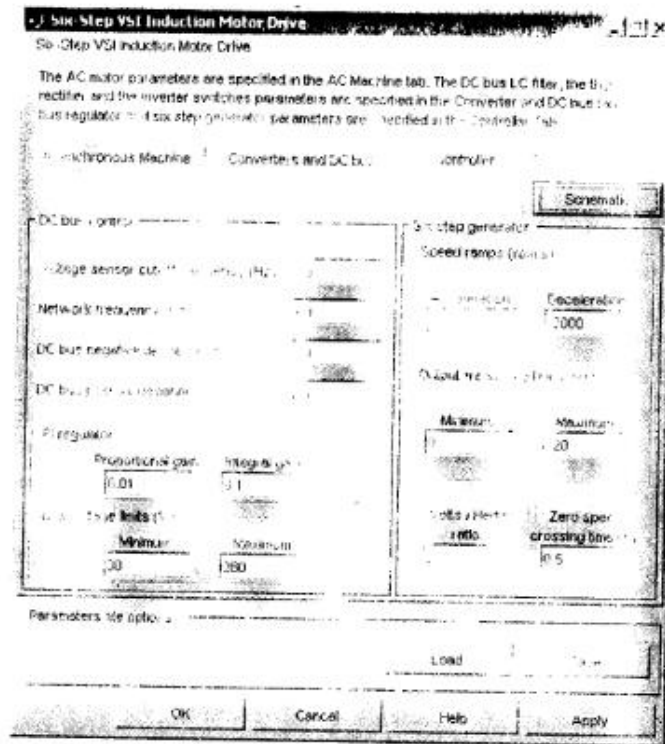


Рис. 8.38. Панель для ввода параметров системы управления цепи сброса и инвертора

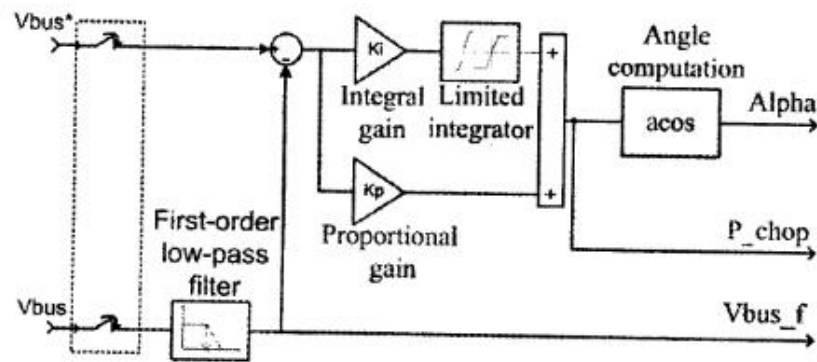


Рис. 8.39. Структура регулятора напряжения в звене постоянного тока

На рис. 8.39, 8.40 показаны структурные схемы регуляторов напряжения в звене постоянного тока и инвертора.

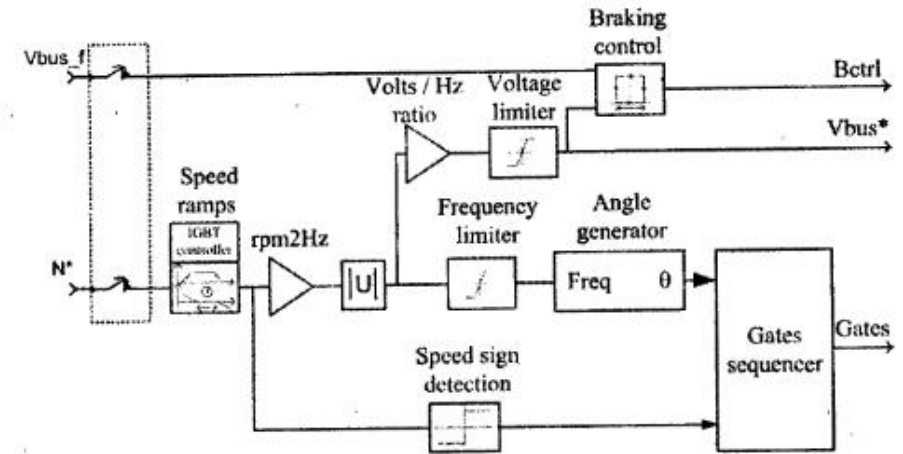


Рис. 8.40. Структурная схема регулятора инвертора

Асинхронная система с частотным регулированием и векторным алгоритмом управления инвертором.

Функциональная схема асинхронной системы с частотным регулированием и векторным алгоритмом управления инвертором (Specce Vector PWM VSI Motor Drive) показана на рис. 8.41.

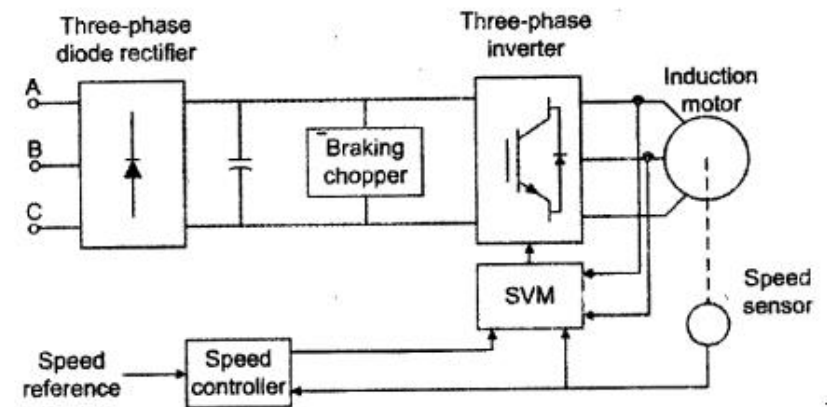


Рис. 8.41. Функциональная схема асинхронной системы с частотным регулированием и векторным алгоритмом управления инвертором

Система содержит:

- трехфазный мостовой выпрямитель (Three-phase diode rectifier) с емкостным фильтром;
- цепь сброса энергии торможения исполнительный асинхронной машины (Braking chopper);
- трехфазный инвертор (Three-phase inverter);
- систему векторного управления инвертором (space vector modulator (SVM));
- асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (Induction motor);
- регулятор скорости — Speed controller;
- датчик скорости — Speed sensor.

Панель имитационного лабораторного стенда, разработанного с использованием инструментального средства GUI, практически повторяет стенд, рассмотренный выше. Отличается здесь лишь панель настройки регуляторов, показанная на рис. 8.42.

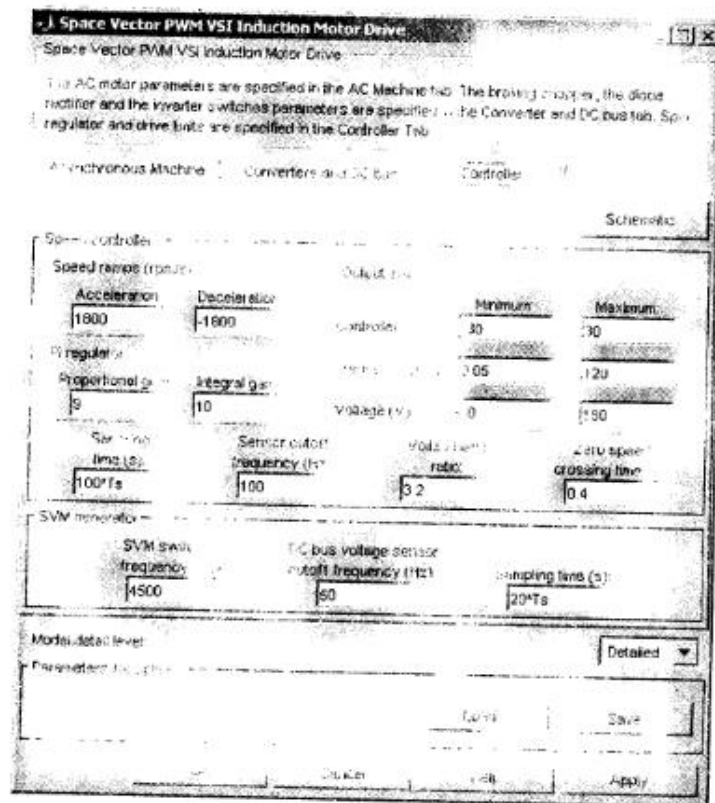


Рис. 8.42. Панель настройки регуляторов асинхронной системы с частотным регулированием и векторным алгоритмом управления инвертором

В поле Speed controller задаются:

- Максимальное ускорение и замедление в поле Speed ramps (rpm/s).
- Параметры ПИ регулятора скорости в поле PI regulator.
- Период дискретизации контроллера — Sampling time (s).
- Частота среза фильтра в цепи обратной связи — Sensor cutoff frequency (Hz).
- Отношение напряжение/частота при регулировании — Volt/Hertz ratio.
- Временная задержка нарастания частоты — Zero speed crossing time (s).
- Ограничения на выходные параметры в поле Output limits.

В поле SVM generator задаются:

- Несущая частота инвертора — SVM switching frequency (Hz).
- Частота среза фильтра в канале обратной связи по напряжению в звене постоянного тока — DC bus voltage sensor cutoff frequency (Hz).
- Период дискретизации в SVM контроллере Sampling time (s).

Структурные схемы регуляторов показаны на рис. 8.43. Здесь в регуляторе положения пространственного вектора (SVM-Space Vector Modulation) определяется сектор нахождения пространственного вектора, внутри которого происходит переключение только двух транзисторов одного плеча инвертора. Схематически процедура выбора сектора нахождения пространственного вектора представлена затемненными блоками.

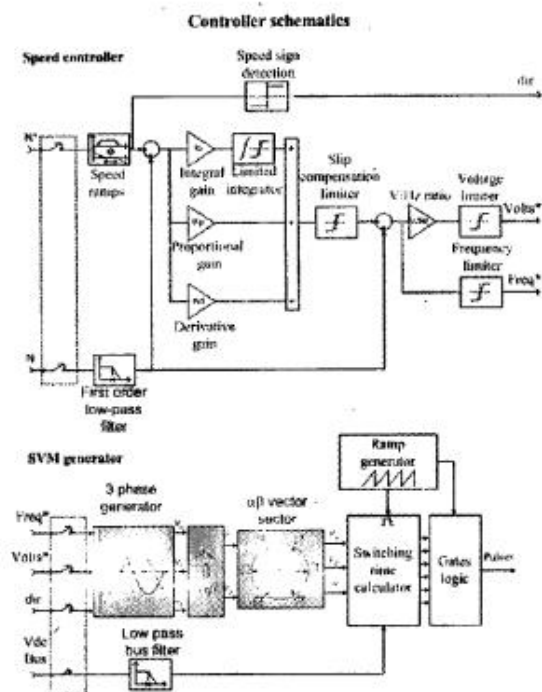


Рис. 8.43. Структурные схемы регуляторов асинхронной системы с частотным регулированием и векторным алгоритмом управления инвертором

## Глава 9. Модельное проектирование синхронных мехатронных систем [4, 5, 6, 17, 20]

### 9.1. Введение

В мехатронных системах с синхронными двигателями широкое применение нашли магнитоэлектрические синхронные машины.

На базе этих машин строятся подсистемы, которые сокращенно называются вентильными двигателями (ВД) и бесконтактными двигателями постоянного тока (БДПТ).

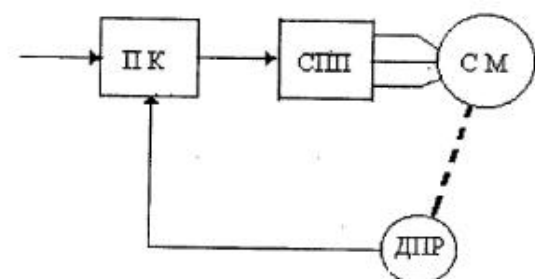


Рис. 9.1. Функциональная модель ВД

*Вентильные двигатели* (рис. 9.1) — это устройства, в которых магнитоэлектрическая синхронная машина с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре включена в замкнутую систему с использованием датчика положения ротора (ДПР), преобразователя координат (ПК) и автономного инвертора (АИ). Форма магнитного поля в зазоре обуславливает способ формирования напря-

жения (тока) на выходе АИ. В ВД на выходе инвертора необходимо формировать синусоидальный ток, что достигается за счет синусоидальной широтно-импульсной модуляции в инверторе.

Отмеченная модуляция реализуется в ПК, при этом амплитуда модулирующего сигнала определяется сигналом на входе ПК, а мгновенная фаза — углом поворота ротора (сигналом с ДПР). Таким образом, регулирование скорости ВД осуществляется за счет изменения входного сигнала.

Датчики положения ротора можно поделить на две группы безынерционные и инерционные. К первой группе относятся импульсные и цифровые ДПР. Ко второй — ДПР, выполненные на вращающихся трансформаторах, индукционных, редуктосинах.

Важно подчеркнуть, что статические и динамические характеристики ВД зависят от свойств каждого блока, входящего в его состав.

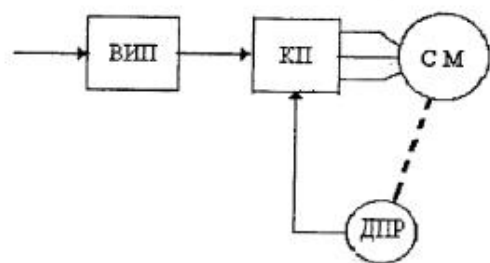


Рис. 9.2. Функциональная модель БДПТ

*Бесконтактные двигатели постоянного тока* (рис. 9.2) — это устройства, в которых магнитоэлектрическая синхронная машина с трапецеидальным распределением магнитного поля в зазоре включена в замкнутую систему с использованием датчика положения ротора (ДПР) и полупроводникового коммутатора (КП). В данном устройстве на выходе КП и соответственно на обмотках синхронной машины формируется прямоугольное напряжение.

В качестве датчиков положения ротора в БДПТ используются импульсные датчики (электромагнитные, датчики Холла). Число таких датчиков равно числу фаз статора двигателя.

Регулирование скорости в БДПТ осуществляется за счет изменения напряжения питания полупроводникового коммутатора.

В данной главе первостепенное внимание уделяется вентильным двигателям и системам, построенным на их основе. При математическом описании бесконтактного двигателя постоянного тока обычно используют модель двигателя постоянного тока. При этом вопросы проектирования систем с БДПТ ничем не отличаются от проектирования систем постоянного тока (эти вопросы рассмотрены в гл. 7).

В вентильных двигателях при определенных условиях проявляются свойства существенно отличные от свойств двигателей постоянного тока. Поэтому вопросы проектирования систем с ВД требуют подробного рассмотрения.

### 9.2. Математическое описание, структурная схема и модель вентильного двигателя в неподвижной системе координат с безынерционным каналом ДПР-ПК

Обобщенная магнитоэлектрическая синхронная машина показана на рис. 9.3. Она содержит две обмотки на статоре, обозначенные  $\alpha$ ,  $\beta$  и явнополюсный ротор в виде постоянного магнита, поле которого направлено по оси  $d$ .

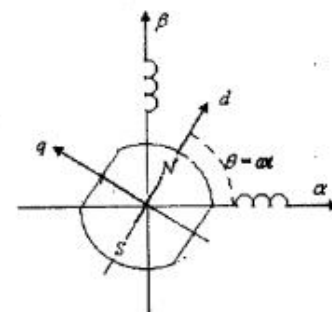


Рис. 9.3. Обобщенная магнитоэлектрическая синхронная машина

Уравнения равновесия ЭДС в обмотках статора и моментов на валу записываются в виде:

$$\begin{aligned} U_{\alpha} &= R i_{\alpha} + \frac{d\psi_{\alpha}}{dt}, \\ U_{\beta} &= R i_{\beta} + \frac{d\psi_{\beta}}{dt}, \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_H. \end{aligned} \quad (9.1)$$

В уравнениях (9.1)  $U_\alpha, U_\beta, i_\alpha, i_\beta$  — проекции мгновенных значений напряжения и тока статора на оси,  $R$  — сопротивления статорной обмотки,  $\omega_m, M, M_H, \theta_m$  — механическая угловая скорость, электромагнитный момент, момент нагрузки и механический угол поворота вала,  $J$  — момент инерции ротора.

В уравнениях (9.1) потокосцепления по неподвижным осям  $\alpha, \beta$  находятся из выражений:

$$\begin{aligned} \psi_\alpha &= L_\alpha i_\alpha + L_{\alpha\beta} i_\beta + \psi_{0\alpha} = L_\alpha i_\alpha + L_{\alpha\beta} i_\beta + \Phi_0 \cos \theta, \\ \psi_\beta &= L_{\alpha\beta} i_\alpha + L_\beta i_\beta + \psi_{0\beta} = L_{\alpha\beta} i_\alpha + L_\beta i_\beta + \Phi_0 \sin \theta, \end{aligned} \quad (9.2)$$

где  $\Phi_0$  — поток, созданный постоянным магнитом ротора на пару полюсов.

Если пренебречь насыщением стали, то выражения для собственных индуктивностей и взаимной индуктивности имеют вид:

$$\begin{aligned} L_\alpha &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta, \\ L_\beta &= \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta, \\ L_{\alpha\beta} &= \frac{L_d - L_q}{2} \sin 2\theta, \end{aligned} \quad (9.3)$$

где  $L_d, L_q$  — индуктивность обмотки статора по продольной и поперечной оси.

С учетом уравнений (9.1), (9.2), (9.3) полное описание синхронной магнитоэлектрической машины в неподвижной системе координат запишется в виде:

$$\begin{aligned} U_\alpha &= R i_\alpha - (L_d - L_q) \omega \cdot \sin 2\theta \cdot i_\alpha + \left( \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta \right) \frac{di_\alpha}{dt} + \\ &+ (L_d - L_q) \omega \cdot \cos 2\theta \cdot i_\beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin 2\theta \cdot \frac{di_\beta}{dt} - \Phi_0 \omega \sin \theta, \\ U_\beta &= R i_\beta + (L_d - L_q) \omega \cdot \cos 2\theta \cdot i_\alpha + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin 2\theta \cdot \frac{di_\alpha}{dt} + \\ &+ (L_d - L_q) \omega \cdot \sin 2\theta \cdot i_\beta + \left( \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta \right) \frac{di_\beta}{dt} + \Phi_0 \omega \cos \theta, \\ M &= p \frac{m}{2} \left[ \frac{L_d - L_q}{2} \sin 2\theta \cdot (i_\beta^2 - i_\alpha^2) + (L_d - L_q) \cos 2\theta \times \right. \\ &\left. \times i_\alpha i_\beta + \Phi_0 \cos \theta i_\beta - \Phi_0 \sin \theta i_\alpha \right]. \end{aligned} \quad (9.4)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_H,$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad \omega = p\omega_m, \quad \theta = p\theta_m,$$

где  $p$  — число пар полюсов,  $m$  — число фаз в машине.

Уравнения (9.4) описывают синхронную магнитоэлектрическую машину с синусоидальным распределением магнитного поля в зазоре. Для того чтобы из этих уравнений получить уравнения ВД, необходимо связать напряжения на статоре ВД с углом поворота ротора, который определяется сигналом с ДПР.

В этом случае напряжения  $U_\alpha, U_\beta$  должны зависеть от начальной установки датчика положения ротора и от угла поворота ротора и определяться выражениями:

$$U_\alpha = U_1 \cos(\theta + \theta_0), \quad U_\beta = U_1 \sin(\theta + \theta_0), \quad (9.5)$$

где  $U_1$  — амплитуда первой гармоники напряжения на выходе инвертора.

В реверсивных системах — а мехатронные системы, как правило, реверсивные — датчик положения ротора выставляется так, чтобы  $\theta_0 = 90^\circ$ .

Дальнейшие исследования ВД и замкнутых систем на его основе осуществляются с двигателем, параметры которого помещены в таблицу 9.1.

Параметры ВД	$U_1$	$R$	$L_d$	$L_q$	$\Phi_0$	$J$	$p$	$m$
Единица измерения	В	Ом	Гн	Гн	Вб	кгм <sup>2</sup>		
Значение	200	0.96	5.25e-3	2.25e-3	0.183	13e-3	4	3

Таблица 9.1

$U_1$  — амплитуда номинального напряжения на фазе двигателя.

Модель ВД в неподвижной системе координат показана на рис. 9.4 (файл VD\_Mod\_ab).

Блоки u1, Teta\_0, ua, ub вычисляют напряжения  $U_\alpha, U_\beta$  по уравнениям:

$$\begin{aligned} U_\alpha &= u_1 K_{cp} \cos(\theta + \theta_0) = U_1 \cos(\theta + \theta_0), \\ U_\beta &= u_1 K_{cp} \sin(\theta + \theta_0) = U_1 \sin(\theta + \theta_0), \end{aligned} \quad (9.6)$$

где  $K_{cp}$  — коэффициент усиления силового полупроводникового преобразователя (автономного инвертора).

На рис. 9.5 представлены переходные процессы (файл VD\_Mod.m) при  $U_1=20$  В, из которых следует, что данный ВД может считаться линейным звеном как по управлению, так и по возмущению.

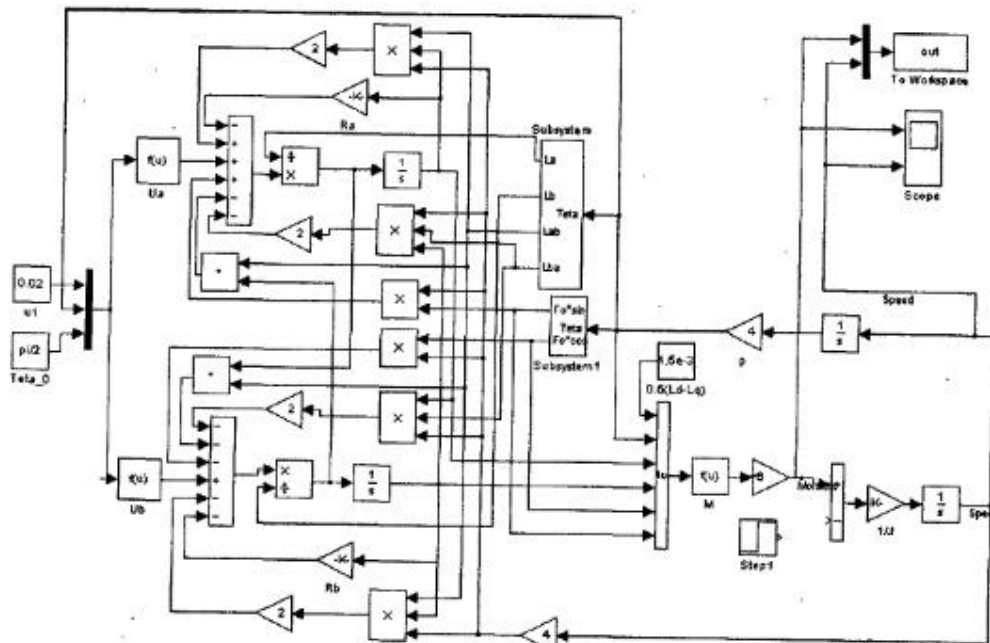
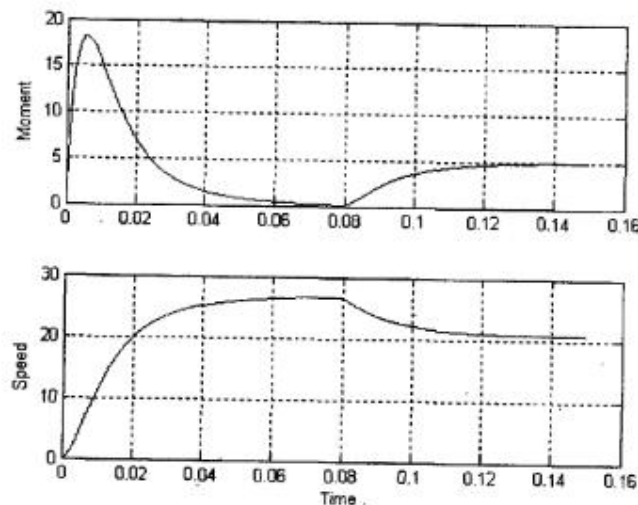
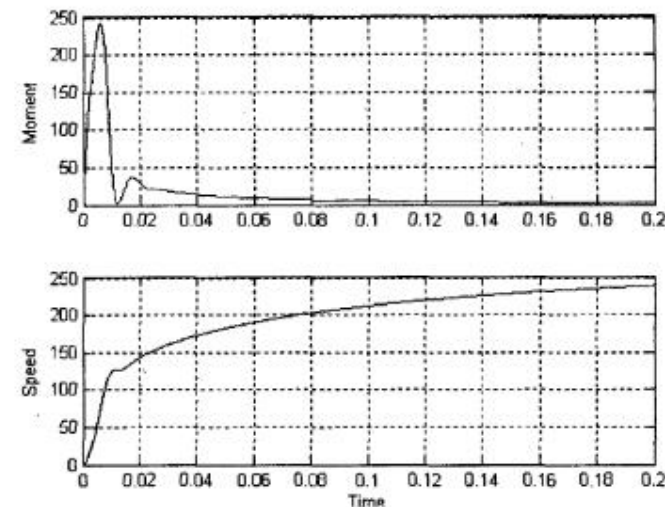


Рис. 9.4 Модель ВД в неподвижной системе координат

Рис. 9.5 Переходные процессы в ВД при  $U_1=20V$ 

На рис. 9.6 представлены переходные процессы по управлению при  $U_1=200V$ , из которых следует, что при больших сигналах ВД является нелинейным звеном, где существенным образом проявляются перекрестные связи.

Рис. 9.6. Переходные процессы в ВД при  $U_1=200V$ 

Графическое представление переходных процессов здесь и далее реализуется путем записи их в рабочее пространство блоком To Workspace с последующим запуском программы построения этих процессов. Окно настройки параметров блока To Workspace показано на рис. 9.7 — для различных моделей изменяется только один параметр в поле Sample time. Время в этом поле должно быть равно максимальному шагу интегрирования, установленному в параметрах симуляции модели.

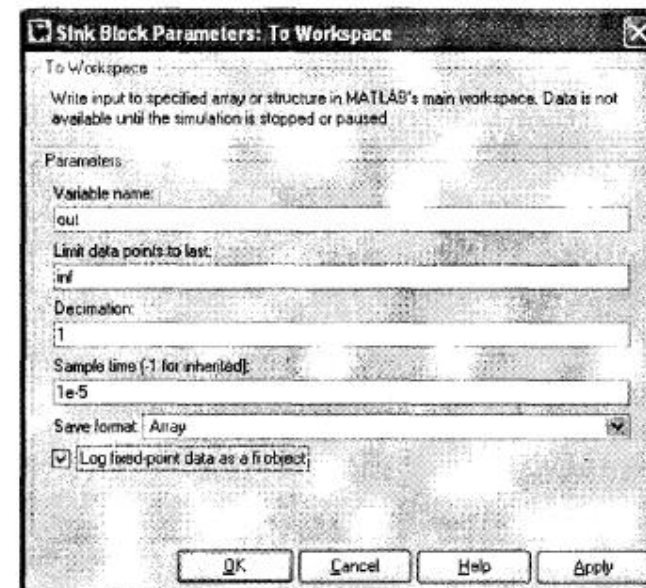


Рис. 9.7. Окно настройки параметров блока To Workspace

Математическое описание ВД в неподвижной системе координат достаточно сложное, его приходится применять при импульсном управлении ВД, когда нельзя использовать уравнения (9.5) для напряжений на фазах двигателя.

В случае питания обмоток статора синусоидальным или квазисинусоидальным (ШИМ по синусоидальному закону) напряжением следует использовать вращающиеся координаты для упрощения математического описания ВД и, как следствие, упрощения синтеза системы регулирования, т. к. последняя, как известно, строится во вращающейся системе координат.

### 9.3. Математическое описание, структурные схемы и модели вентильного двигателя во вращающейся системе координат с безынерционным каналом ДПР-ПК

Для упрощения математического описания ВД используется система координат  $d-q$ , жестко связанная с ротором, при этом ось  $d$  совмещается с направлением магнитного поля ротора.

В этом случае операторные уравнения, которыми описываются электромагнитные и электромеханические процессы в вентильном двигателе имеют вид:

$$\begin{aligned} U_d &= R(T_d s + 1)i_d - \omega L_q i_q, \\ U_q &= R(T_q s + 1)i_q + \omega L_d i_d + \Phi_0 \omega, \\ M &= p \frac{m}{2} (\Psi_0 i_q + (L_d - L_q) i_d i_q), \\ s\omega_m &= \frac{1}{J} (M - M_H), \\ s\theta_m &= \omega_m, \quad \omega = p\omega_m. \end{aligned} \quad (9.7)$$

В уравнениях (9.7)  $U_d, U_q, i_d, i_q$  — проекции напряжения и тока статора на оси,

$$T_d = \frac{L_d}{R}, \quad T_q = \frac{L_q}{R}, \quad L_d, L_q,$$

где постоянные времени и индуктивность обмотки статора по продольной и поперечной осям,  $R$  — сопротивления статорной обмотки,  $\omega_m, M, M_H, \theta_m$  — механическая угловая скорость, электромагнитный момент, момент нагрузки и механический угол поворота вала,  $J$  — момент инерции ротора.

Структурная схема ВД, составленная по уравнениям (9.7), приведена на рис. 9.8.

Напряжения  $U_d, U_q$  можно задавать независимо друг от друга, а можно их значения увязать с начальной установкой датчика положения ротора  $\theta_0$ , как это показано в пунктирной рамке на рис. 9.8. В этом случае напряжения  $U_d, U_q$  определяются выражениями:

$$\begin{aligned} U_d &= u_1 K_{cp} \cos \theta_0 = U_1 \cos \theta_0, \\ U_q &= u_1 K_{cp} \sin \theta_0 = U_1 \sin \theta_0. \end{aligned} \quad (9.8)$$

В любом случае в реверсивных системах реализуются соотношения  $U_d = 0, U_q = U_1$ .

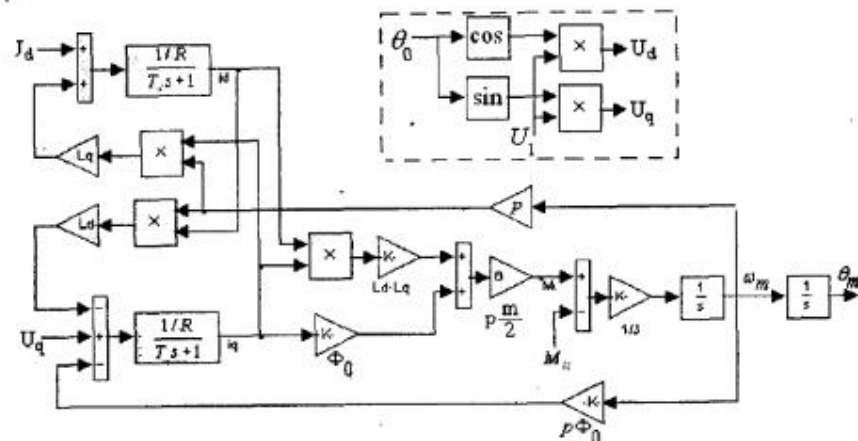


Рис. 9.8 Структурная схема ВД

Структуру ВД с независимым заданием  $U_d, U_q$  в дальнейшем будем называть *двухканальной*, структуру ВД, где напряжения  $U_d, U_q$  зависят от начальной установки ДПР в дальнейшем будем называть *одноканальной*.

Модель ВД во вращающейся системе координат показана на рис. 9.9 (файл *VD\_Mod\_dq*).

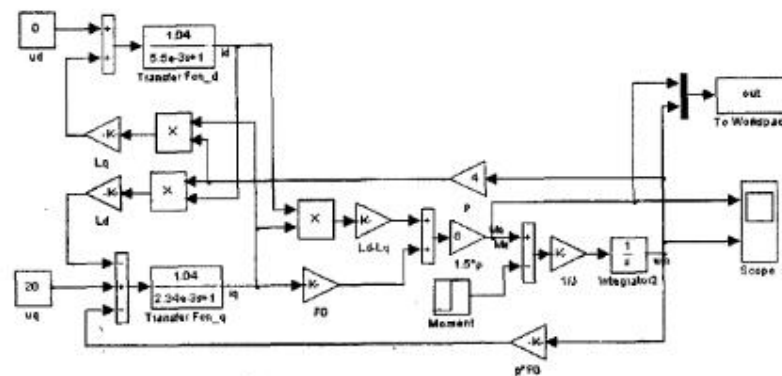


Рис. 9.9 Модель ВД во вращающейся системе координат

Переходные процессы в модели (рис. 9.9) полностью идентичны, представленным на рис. 9.5, 9.6.

#### 9.4. Анализ влияния перекрестных связей в ВД

Из структурной схемы ВД видно, что он отличается от двигателя постоянного тока наличием перекрестных связей по переменным состояниям  $i_d$ ,  $i_q$  в уравнениях равновесия ЭДС на обмотках и добавочным слагаемым момента в уравнении равновесия моментов на валу ВД. Этот момент возникает вследствие наличия в роторе явно выраженных полюсов и называется реактивным моментом синхронной машины.

Количественное влияние перекрестных связей на динамические характеристики вентильного двигателя можно исследовать на модели, представленной на рис. 9.10 (файл *VD\_DPT\_Mod\_dq*), где реализованы две модели:

1. Модель ВД с перекрестными связями (верхняя модель).

2. Модель ВД без перекрестных связей (нижняя модель), которая в точности повторяет модель ДПТ.

Переходные процессы по управлению и возмущению для двух значений напряжения на ВД 20В и 200В представлены рис. 9.11 и рис. 9.12 (файл *VD\_DPT\_Mod\_dq.m*).

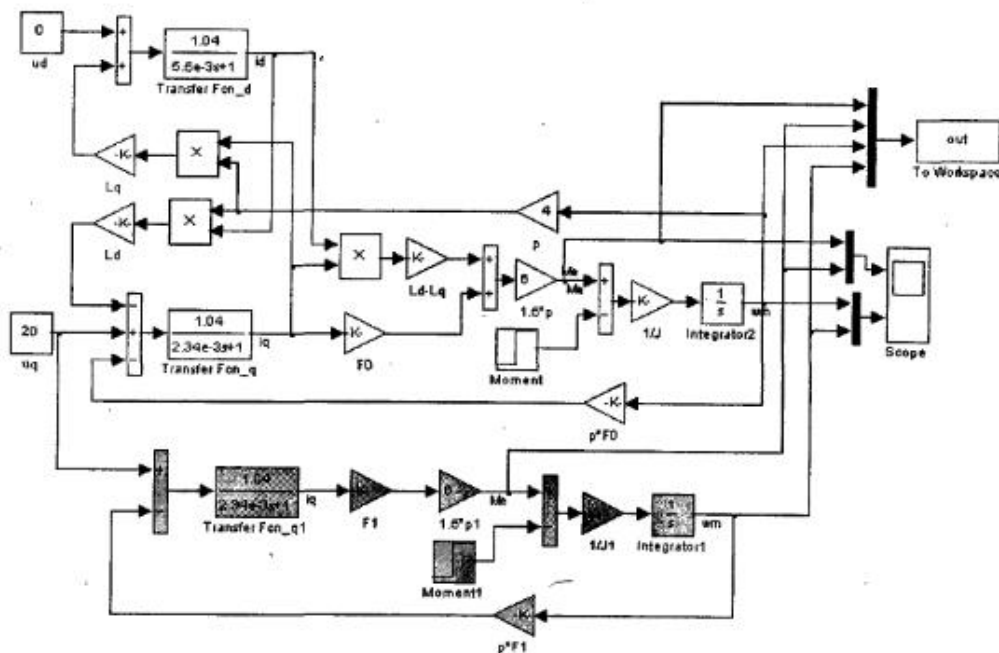


Рис. 9.10. Модель ВД во вращающейся системе координат и эквивалентная модель ДПТ

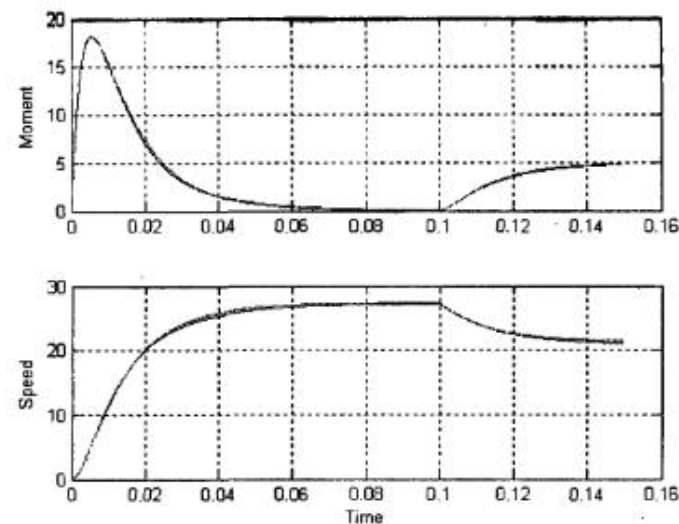


Рис. 9.11. Переходные процессы в ВД и эквивалентном ДПТ при  $U_1=20В$

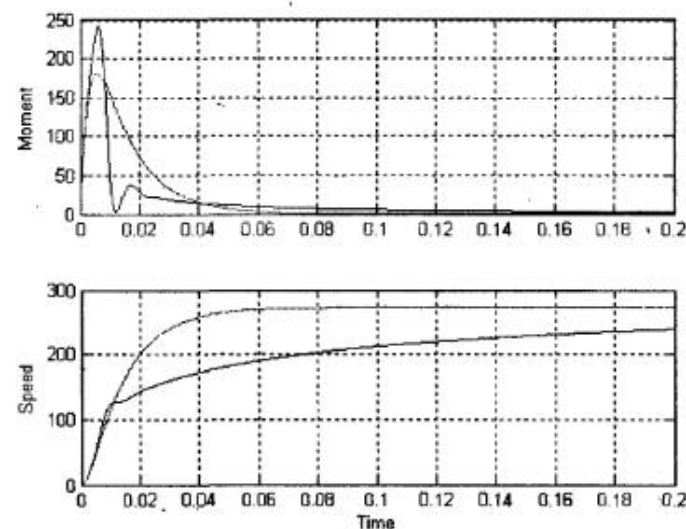


Рис. 9.12 Переходные процессы в ВД и эквивалентном ДПТ при  $U_1=200В$

Влияние перекрестных связей при больших сигналах проявляется в «затягивании» переходного процесса по скорости при скачке управляющего сигнала. Перекрестные связи при нулевом значении напряжения  $U_d$  вызывают появление тока продольной составляющей  $i_d$ , что можно проследить на векторной диаграмме (рис. 9.13).

Ток продольной составляющей влияет на суммарный магнитный поток, что сказывается в реакции на скачок управляющего сигнала.

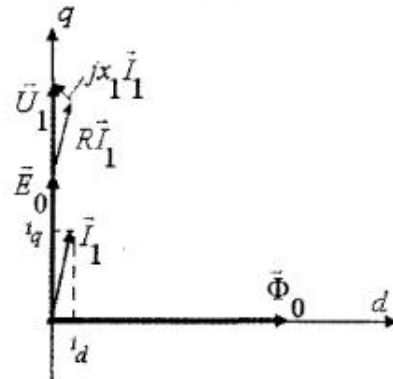


Рис. 9.13. Векторная диаграмма ВД

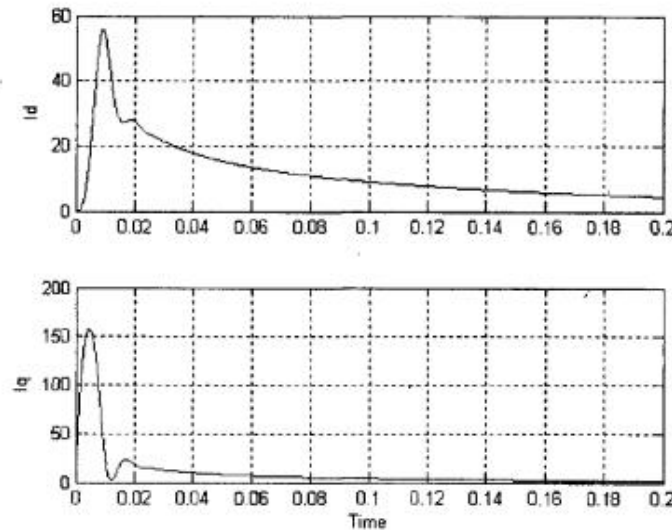


Рис. 9.14 Переходные процессы в ВД по току продольной и поперечной составляющей при  $U_1=200\text{В}$

На рис. 9.14 показан переходной процесс токов по продольной и поперечной составляющим для последнего опыта, что полностью подтверждает влияние продольной составляющей на переходные процессы по скорости и моменту ВД.

## 9.5. Статические характеристики ВД при питании от источника напряжения

В установившемся режиме момент и ток потребления двигателя определяются из системы (9.7).

$$M = \frac{m}{2} p \Phi_0 \frac{U_1 - \omega \Phi_0}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)} + \frac{m}{2} p (T_d - T_q) \frac{\omega T_q (U_1 - \omega \Phi_0)^2}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)^2} \quad (9.9)$$

$$I_1 = \frac{U_1 - \omega \Phi_0}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)} \sqrt{1 + (\omega T_q)^2} \quad (9.10)$$

Для неявнополюсного двигателя  $T_d = T_q = T$  и из уравнений 9.9, 9.10 легко получить уравнения момента и тока потребления.

$$M = \frac{m}{2} p \Phi_0 \frac{U_1 - \omega \Phi_0}{R(1 + \omega^2 T^2)} \quad (9.11) \quad I_1 = \frac{U_1 - \omega \Phi_0}{R(1 + \omega^2 T^2)} \sqrt{1 + (\omega T)^2} \quad (9.12)$$

Характеристики ВД, построенные по уравнениям 9.9, 9.10 (файл *Char\_Mech.m*), показаны на рис. 9.15. для максимального напряжения и различных соотношений постоянных времени по продольной и поперечной осям.

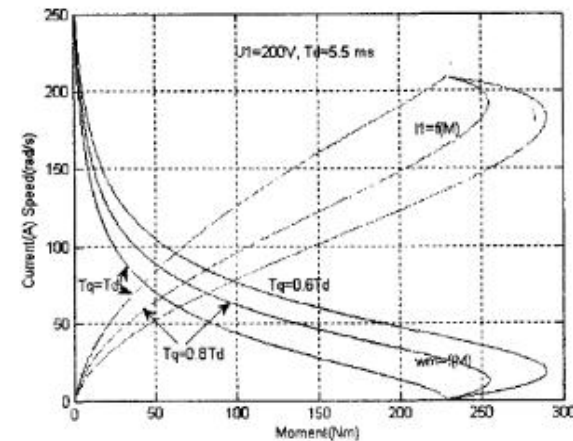


Рис. 9.15. Механические и электромагнитные характеристики ВД

При малых моментах наблюдается рост скорости, механическая характеристика двигателя в этой области аналогична характеристике ДПТ с последовательным возбуждением. В случае явно полюсного ротора  $T_d > T_q$  существенную роль при малых скоростях и больших моментах (режим, близкий к короткому замыканию) играет реактивная составляющая момента. Интересно отметить, что реактивный момент приводит к появлению неустойчивой области работы ВД.

Токи продольной и поперечной составляющей в установившемся режиме определяются из уравнений:

$$I_d = \frac{\omega T_d (U_1 - \omega \Phi_0)}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)}, \quad I_q = \frac{U_1 - \omega \Phi_0}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)} \quad (9.13)$$

На рис. 9.16 показаны их зависимости от момента (файл Char\_ElMech. m).

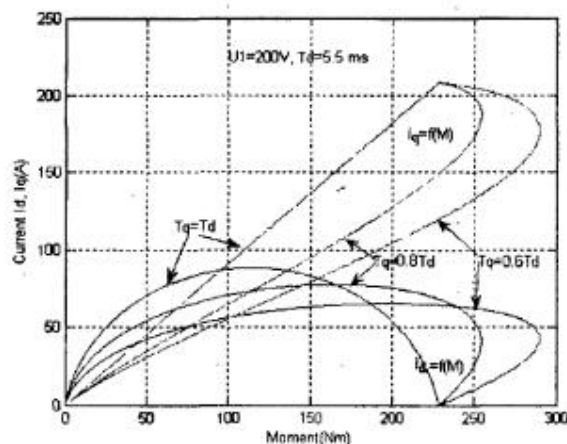


Рис. 9.16. Зависимость токов продольной и поперечной составляющих от момента ВД

## 9.6. Датчики положения ротора и преобразователи координат, выполненные на вращающихся трансформаторах

В качестве датчика положения ротора и преобразователя координат (ДПР-ПК) в системах управления с ВД часто используется вращающийся трансформатор (ВТ), число полюсов которого согласовано с числом полюсов ВД [5]. Вращающийся трансформатор может быть использован как в режиме амплитудной модуляции, так и в режиме фазовой модуляции.

При использовании амплитудной модуляции в ВТ возможны два способа построения преобразователя координат (ПК). В первом случае (рис. 9.17) на обмотку возбуждения ВТ поступает амплитудно-модулированный сигнал с выхода модулятора. Модулирующим сигналом модулятора является входной сигнал, а несущим сигналом — высокочастотный сигнал с генератора. К синусной и косинусной обмоткам ВТ подключены демодуляторы, на выходе которых использованы фильтры, выделяющие модулирующий сигнал. При таком построении в реверсивных системах начальный угол установки ВТ должен быть выбран равным  $\theta_0 = 90 \text{ эл. град.}$  тогда входной сигнал модулятора  $u_1$  определяет значение составляющей напряжения  $u_d$  вращающейся системы координат. Такой способ построения, как это отмечено выше, называется одноканальным.

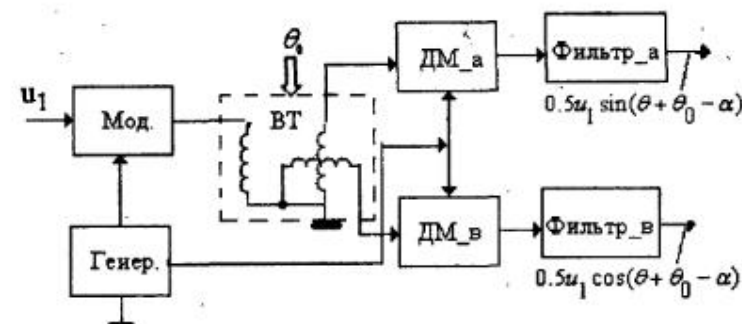


Рис. 9.17. Одноканальная система ДПР-ПК с амплитудной модуляцией

При использовании второго способа на обмотку возбуждения ВТ поступает немодулированный сигнал с генератора несущей частоты (рис. 9.18), демодуляторы и фильтры генерируют систему вращающихся координат. Преобразование сигналов  $u_d, u_q$  из вращающихся координат в неподвижные  $u_\alpha, u_\beta$  осуществляется в преобразователе  $d, q \Rightarrow \alpha, \beta$  в соответствии с уравнениями

$$u_\alpha = u_d \cos \theta - u_q \sin \theta, \quad (9.14)$$

$$u_\beta = u_d \sin \theta + u_q \cos \theta.$$

При таком (двухканальном) построении начальный угол установки датчика положения ротора следует задать нулевым, а ориентацию напряжения на статоре относительно поля ротора во вращающейся системе координат осуществить соответствующим заданием величин  $u_d, u_q$ .

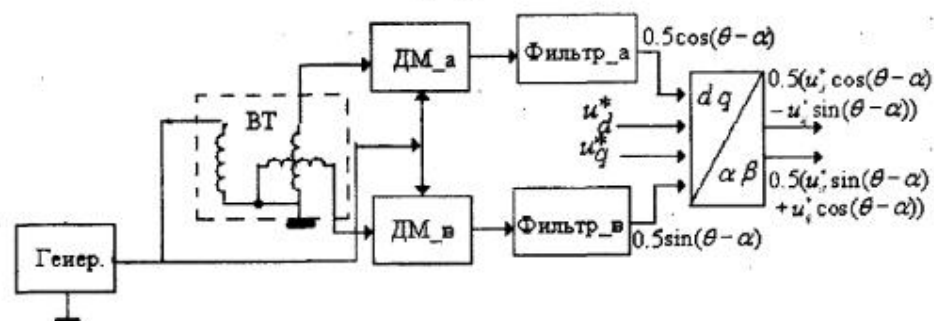


Рис. 9.18. Двухканальная система ДПР-ПК с амплитудной модуляцией

При использовании фазовой модуляции в ВТ возможны также два способа построения преобразователя координат (ПК). Первый, одноканальный вариант с фазовой модуляцией показан на рис. 9.19. В этой схеме генератор несущей частоты вырабатывает два сдвинутых по фазе на  $90 \text{ эл. град.}$  синусоидальных

сигнала несущей частоты, которые поступают на синусную и косинусную обмотки ВТ и одновременно на фазовые детекторы (ФД). С обмотки возбуждения ВТ сигнал несущей частоты и сигнал управления поступают на умножитель, который выполняет роль фазовращателя. Фазовые детекторы и фильтры выделяют напряжения  $u_\alpha$   $u_\beta$  неподвижной системы координат.

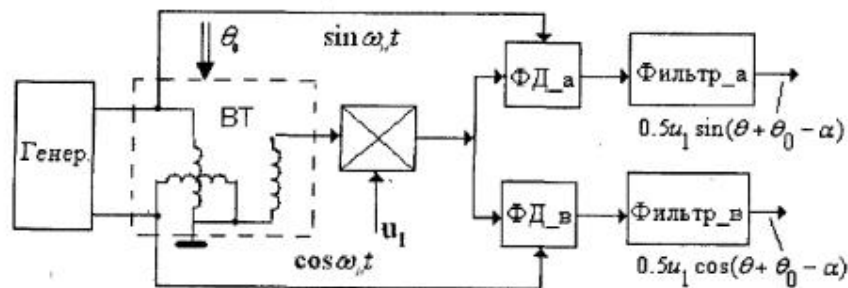


Рис. 9.19. Одноканальная система ДПР-ПК с фазовой модуляцией

При использовании второго двухканального способа с обмотки возбуждения ВТ немодулированный сигнал поступает непосредственно на фазовые детекторы (рис. 9.20), ФД и фильтры генерируют систему вращающихся координат. Преобразование сигналов  $u_d$ ,  $u_q$  из вращающихся координат в неподвижные  $u_\alpha$   $u_\beta$  осуществляется в преобразователе  $d, q \Rightarrow \alpha, \beta$  в соответствии с уравнениями (9.14).

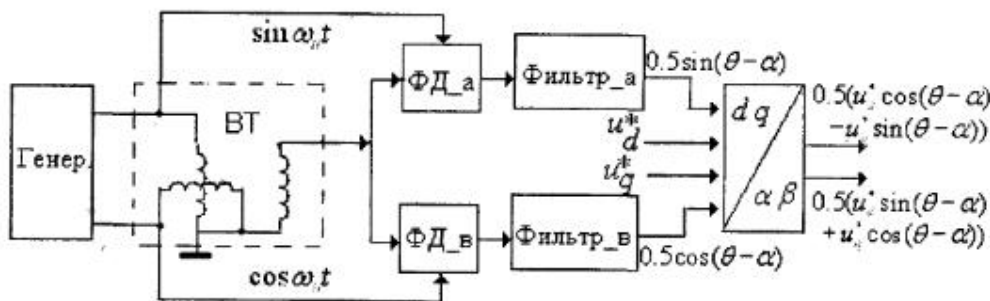


Рис. 9.20. Двухканальная система ДПР-ПК с фазовой модуляцией

При таком построении, также как и в случае амплитудной модуляции, начальный угол установки датчика положения ротора необходимо задать нулевым, а ориентацию напряжения на статоре относительно поля ротора во вращающейся системе координат осуществить соответствующим заданием величин  $u_d$ ,  $u_q$ .\*

\* На рис. 9.17.— рис. 9.20 угол  $\alpha$  учитывает инерционность фильтра.

## 9.7. Математическое описание, структурные схемы и модели вентильного двигателя с инерционным каналом ДПР-ПК-АИ

Во всех рассмотренных реализациях ДПР и ПК на ВТ присутствуют балансные модуляторы, демодуляторы и НЧ-фильтры. В любом варианте эти блоки влияют на амплитуду и фазу сигнала управления и при синтезе регуляторов их параметры необходимо учитывать.

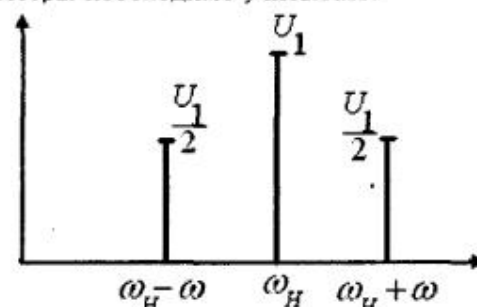


Рис. 9.21. Спектр сигнала на выходе балансного модулятора

Спектр сигнала на выходе балансного модулятора показан на рис. 9.21. Информация о входном сигнале, который изменяется с частотой  $\omega$ , заложена в боковых частотах. Амплитуда этих частот равна половине амплитуды основной, несущей частоты ( $\omega_H$ ). Это означает, что коэффициент передачи тракта ДПР-ПК по амплитуде равен  $K=0.5$ .

Частотные характеристики фильтра в основном сказываются на фазовой характеристике тракта ДПР-ПК.

Чаще всего в качестве фильтра используется апериодическое звено, частотная характеристика которого определяется уравнением:

$$W_\phi(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T_\phi} = \frac{\exp(-j\alpha_\phi)}{\sqrt{1 + (\omega T_\phi)^2}}, \quad (9.15)$$

где  $\alpha_\phi = \arctg(\omega T_\phi) \approx \omega T_\phi = p\omega_m T_\phi$ .

Автономный инвертор, как это следует из предыдущего, может также быть представлен апериодическим звеном, частотная характеристика которого описывается уравнением

$$W_{cp}(j\omega) = \frac{K_{cp}}{1 + j\omega T_{cp}} = \frac{K_{cp} \exp(-j\alpha_{cp})}{\sqrt{1 + (\omega T_{cp})^2}}, \quad (9.16)$$

где  $\alpha_{cp} = \arctg(\omega T_{cp}) \approx \omega T_{cp} = p\omega_m T_{cp}$ .\*

Суммарный фазовый сдвиг  $\alpha = \alpha_\phi + \alpha_{cp}$  в канале ДПР-ПК-АИ приводит к смещению вектора напряжения на статоре относительно оси  $q$  в сторону отставания. При этом возрастает продольная составляющая тока якоря и соответственно суммарный магнитный поток. Рост потока вызывает падение скорости. Эти процессы прослеживаются на векторной диаграмме (рис. 9.22).

Одноканальная модель ВД, реализованная в соответствии с функциональной схемой (рис. 9.17), показана на рис. 9.23 (файл *VD\_Mod\_VT*), в которой блок *VD\_ab*

\*При высоких частотах коммутации современных транзисторов инерционность автономного инвертора можно не учитывать, считая его непрерывным безынерционным звеном с коэффициентом усиления  $K_{cp}$ .

Динамические процессы с рассмотренной реализацией ДПР-ПК исследованы на модели при напряжении на обмотках  $U_1 = 200 \text{ В}$ . т. к. именно при большом напряжении в наибольшей степени проявляются нелинейные свойства ВД. Эти процессы показаны на рис. 9.24.

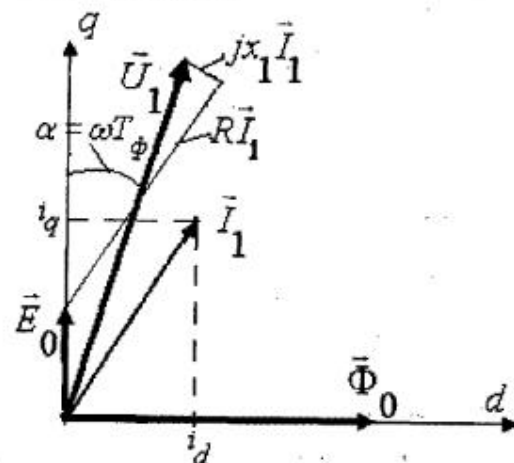


Рис. 9.22. Векторная диаграмма ВД с инерционным каналом ДПР-ПК

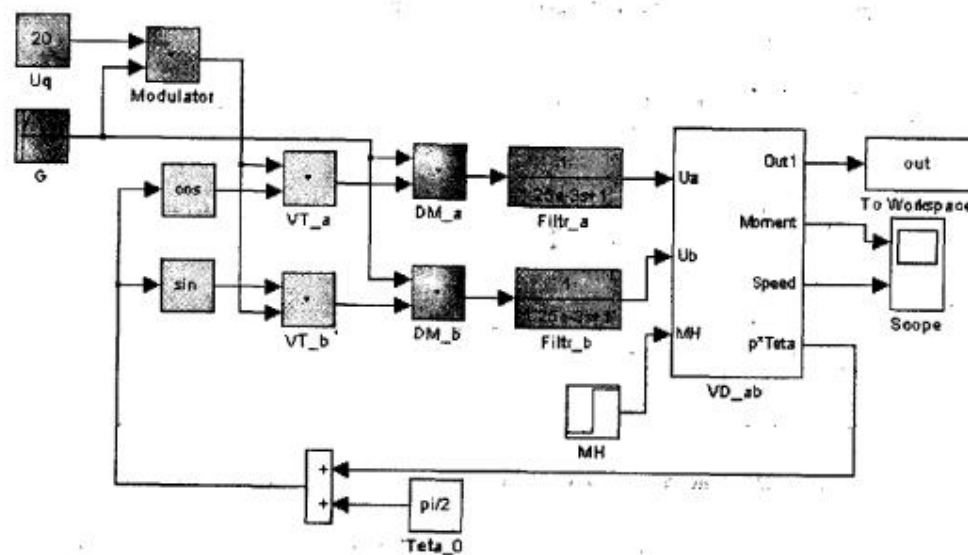


Рис. 9.23. Модель одноканальной структуры ВД в неподвижной системе координат

The figure contains two vertically stacked line graphs sharing a common x-axis representing Time in seconds, ranging from 0 to 0.10 with major grid lines every 0.01 seconds.

The top graph plots Moment in N·m on the y-axis, ranging from -200 to 300 with major grid lines every 100 units. The curve starts at (0,0), rises to a peak of approximately 240 N·m at t = 0.008 s, then drops sharply to a minimum of approximately -110 N·m at t = 0.012 s. It then rises to a local maximum of about 30 N·m at t = 0.018 s, oscillates slightly, and stabilizes near 0 N·m after t = 0.04 s.

The bottom graph plots Speed in km/h on the y-axis, ranging from 0 to 150 with major grid lines every 50 units. The curve starts at (0,0), rises to a peak of approximately 110 km/h at t = 0.008 s, then drops to about 80 km/h at t = 0.012 s. It remains relatively constant around 80 km/h until t = 0.06 s, where it shows a small step-like increase to approximately 85 km/h, and then continues to rise very slowly towards 90 km/h by t = 0.10 s.

Рис. 9.24. Переходные процессы в модели с одноканальной структурой

Одноканальная структура ВД с инерционным каналом ДПР-ПК-АИ во вращающейся системе координат, соответствующая структурам (рис. 9.17, рис. 9.19), показана на рис. 9.25.

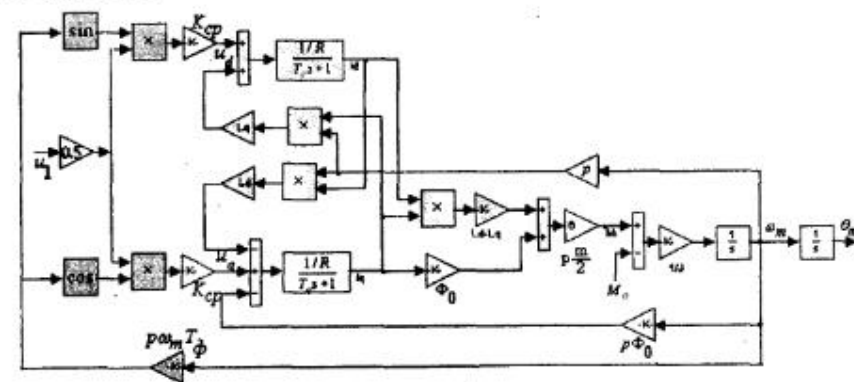


Рис. 9.25. Однокаанальная структура ВД во вращающейся системе координат

Напряжения  $U_d$  и  $U_a$  в этой структуре определяются из уравнений

$$\begin{aligned}u_d &= 0.5u_1K_{cp} \cos(\theta_0 - \alpha) = U_1 \cos(\theta_0 - \alpha), \\u_a &= 0.5u_1K_{cp} \sin(\theta_0 - \alpha) = U_1 \sin(\theta_0 - \alpha).\end{aligned}$$

В реверсивных системах датчик положения ротора выставляется так, чтобы  $\theta_0 = 90^\circ$ , тогда

$$u_d = U_1 \sin \alpha = U_1 \sin \omega T_\phi, \quad u_q = U_1 \cos \alpha = U_1 \cos \omega T_\phi. \quad (9.18)$$

Одноканальная модель ВД показана на рис. 9.26 (файл *VD\_Mod\_VT\_dq1*). В блоке Subsystem1 вычисляются  $u_d$ ,  $u_q$  по уравнениям (9.18).

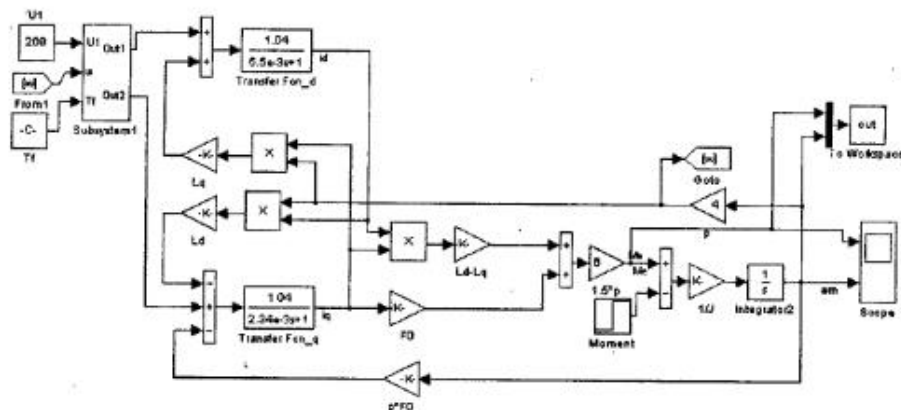


Рис. 9.26. Модель одноканальной структуры ВД во вращающейся системе координат

Двухканальная модель ВД, соответствующая структурам (рис. 9.18, рис. 9.20), показана на рис. 9.27 (файл *VD\_Mod\_VT\_dq2*). В блоке Subsystem1 напряжений  $U_d$  и  $U_q$  вычисляются по уравнениям

$$\begin{aligned} u_d &= 0.5u_d^* K_{cp} \cos \alpha + 0.5u_q^* K_{cp} \sin \alpha = U_d^* \cos \alpha + U_q^* \sin \alpha \\ u_q &= -0.5u_d^* K_{cp} \sin \alpha + 0.5u_q^* K_{cp} \cos \alpha = -U_d^* \sin \alpha + U_q^* \cos \alpha \end{aligned} \quad (9.19)$$

Переходные процессы в ВД для рассмотренных структур совершенно аналогичны и при максимальном напряжении  $U_1 = 200B$  показаны на рис. 9.28. Эти процессы полностью повторяют процессы, полученные выше для модели ВД в неподвижной системе координат (рис. 9.24).

Таким образом, запаздывание в канале ДПП-ПК-АИ приводит к появлению нелинейности по управлению, т. к. напряжения на обмотках двигателя изменяются с изменением скорости. В структурах рис. 9.17, рис. 9.19 эти нелинейности компенсировать не удастся. В структурах, показанных на рис. 9.18, рис. 9.20 они могут быть компенсированы по управлению путем введения определенных обратных связей. Эти вопросы будут рассмотрены далее при синтезе замкнутых систем с вентильным двигателем.

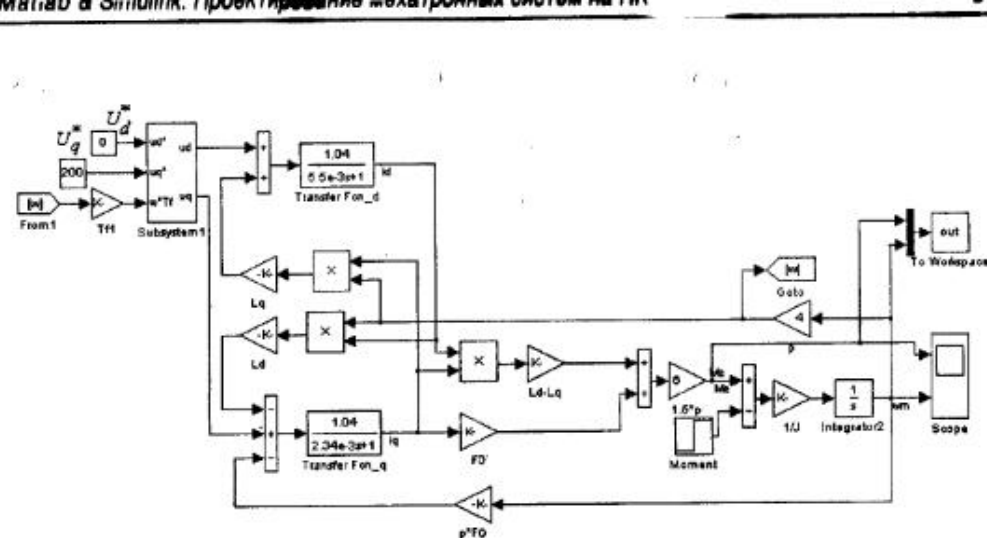


Рис. 9.27. Модель двухканальной структуры ВД во вращающейся системе координат

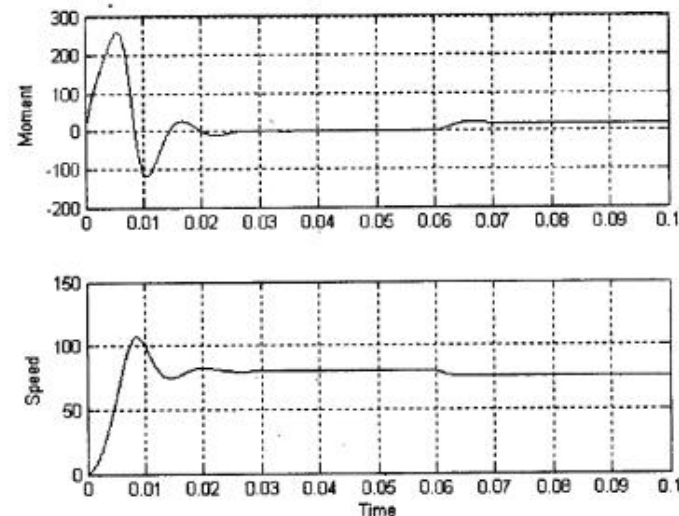


Рис. 9.28. Переходные процессы в двухканальной модели ВД

## 9.8. Статические характеристики ВД с инерционным каналом ДПР-ПК-АИ

В установившемся режиме электромагнитные и электромеханические процессы в вентильном двигателе описываются уравнениями:

$$\begin{aligned} U_1 \sin \alpha &= R I_d - \omega L_q I_q, \\ U_1 \cos \alpha &= R I_q + \omega L_d I_d + \omega \Phi_0, \end{aligned} \quad (9.20)$$

$$M_e = p \frac{m}{2} (\Phi_0 I_q + (L_d - L_q) I_d I_q).$$

Откуда можно найти выражение для электромеханических и электромагнитных характеристик ВД.

Выражение для момента имеет вид:

$$\begin{aligned} M &= \frac{m}{2} p \Psi_0 \frac{U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0 - \omega T_d \cdot U_1 \sin \alpha}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)} + \frac{m}{2} p \frac{(T_d - T_q)}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)^2} \times \\ &\times [\omega T_q (U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0)^2 - \omega T_d (U_1 \sin \alpha)^2] + \\ &+ U_1 \sin \alpha (U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0) (1 - \omega^2 T_d T_q) \end{aligned} \quad (9.21)$$

Ток, потребляемый двигателем:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)} \times \sqrt{(1 + \omega^2 T_q^2)(U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0)^2 +} \\ &+ (1 + \omega^2 T_d^2)(U_1 \sin \alpha)^2 + 2\omega(T_d - T_q)U_1 \sin \alpha (U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0) \end{aligned} \quad (9.22)$$

По уравнениям 9.21, 9.22 на рис. 9.29 построены механические и электромагнитные характеристики ВД (файл *Char\_Mech1*), из которых видно, что увеличение постоянной времени фильтра приводит к снижению скорости и возрастанию тока якоря. При этом рост тока происходит в основном за счет роста продольной составляющей.

Токи продольной и поперечной составляющих находятся из уравнений:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{U_1 \sin \alpha + \omega T_d (U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0)}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)}, \\ I_q &= \frac{U_1 \cos \alpha - \omega \Phi_0 - \omega T_q U_1 \sin \alpha}{R(1 + \omega^2 T_d T_q)}. \end{aligned} \quad (9.23)$$

Зависимости этих токов от момента, рассчитанные по уравнению (9.23) (файл *Char\_El\_Mech1*), показаны на рис. 9.30.

Таким образом, при использовании вращающегося трансформатора в качестве датчика положения ротора динамические и статические характеристики вентильного двигателя существенно изменяются при изменении инерционности в канале ДПР-ПК-АИ. Это свойство ВД необходимо учитывать как при проектировании регуляторов в замкнутой системе, так и при проектировании силового полупроводникового преобразователя.

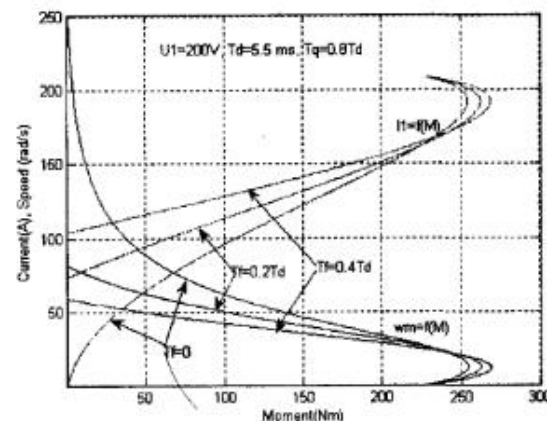


Рис. 9.29. Механические и электромагнитные характеристики ВД с инерционным каналом ДПР-ПК

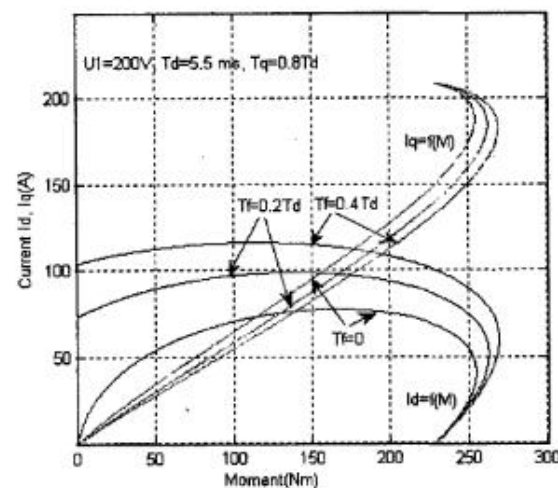


Рис. 9.30. Зависимости токов продольной и поперечной составляющих от момента в ВД с инерционным каналом ДПР-ПК

### 9.9. Исследование виртуальной модели ВД с безынерционным каналом ДПР-ПК и инвертором с синусоидальной ШИМ

Виртуальная модель для исследования ВД показана на рис. 9.31 (файл *VD\_Virt\_Inv\_abc*). Модель содержит трехфазную магнитоэлектрическую синхронную машину (Permanent Magnet Synchronous Machine), управляемую от трехфазного инвертора (Universal Bridge), блок управления инвертором (PWM Generator) и преобразователь координат dq-abc (блоки *Fcn*, *Fcn1*, *Fcn2*), в котором реализуются зависимости:

$$\begin{aligned} u_A^* &= u_d^* \cos \theta + u_q^* \sin \theta, \\ u_B^* &= u_d^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + u_q^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}), \\ u_C^* &= u_d^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + u_q^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (9.24)$$

В блоке Universal Bridge реализуется усиление входных сигналов в соответствии с уравнениями:

$$u_A = K_{cp} u_A^*, \quad u_B = K_{cp} u_B^*, \quad u_C = K_{cp} u_C^* \quad (9.25)$$

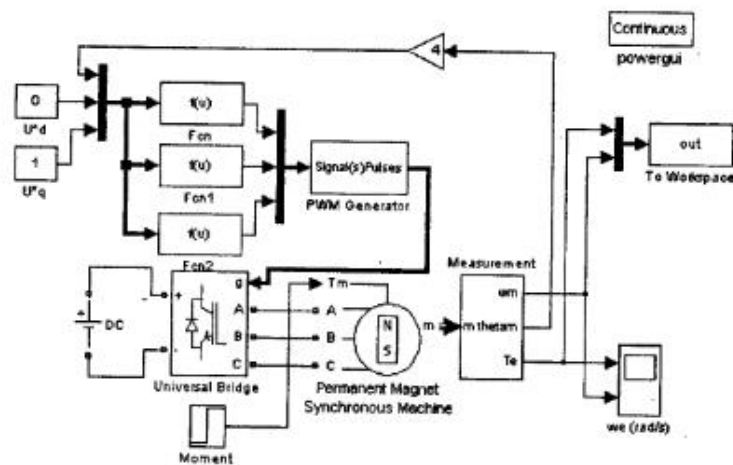


Рис. 9.31. Виртуальная модель ВД с безынерционным каналом ДПР-ПК

Переходные процессы в ВД при амплитудном значении первой гармоники фазного напряжения равным  $U_1=20$  В и  $U_1=200$  В показаны на рис. 9.32, 9.33.

Процессы виртуальной модели повторяют процессы, полученные на структурных моделях (см. рис. 9.5, 9.6, 9.11, 9.12) с безынерционным каналом ДПР-ПК-АИ. Это свидетельствует о том, что запаздывание, вносимое АИ, не сказывается на динамических процессах в ВД.

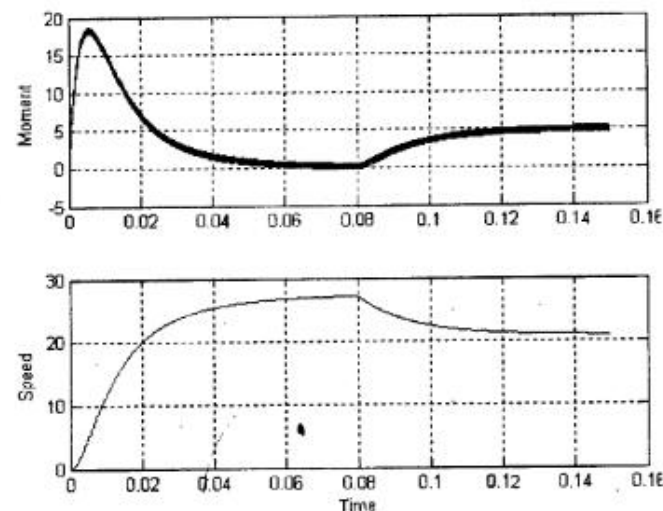


Рис. 9.32. Переходные процессы в виртуальной модели ВД при  $U_1=20$  В

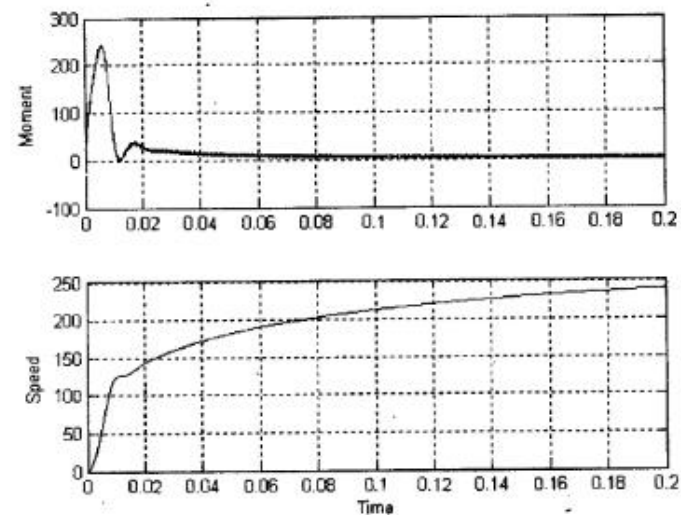


Рис. 9.33. Переходные процессы в виртуальной модели ВД при  $U_1=200$  В

Виртуальная модель ВД представляет собой своего рода лабораторный стенд, на котором осуществим исследование не только динамических характеристик ВД, но и статических, электромагнитных, энергетических и спектральных характеристик.

В качестве статических рассмотрим механические ( $\omega_m = f(M_H)$ ,  $u_1 = const$ ), характеристики ВД.

В качестве электромагнитных рассмотрим зависимости тока в цепи питания инвертора и тока потребления двигателем от скорости вращения ( $I_{dc}$ ,  $I_1 = f(\omega_m)$ ).

В качестве энергетических рассмотрим зависимости мощности в цепи питания инвертора, полной и активной мощности на выходе инвертора от мощности на валу двигателя ( $P_{dc}$ ,  $P_1, S_1 = f(P_m)$ ).

Из спектральных характеристик рассмотрим спектры напряжения и тока на выходе инвертора.

Модель для исследования всех перечисленных характеристик показана на рис. 9.34 (файл *VD\_Virt\_Inv\_Measur*).

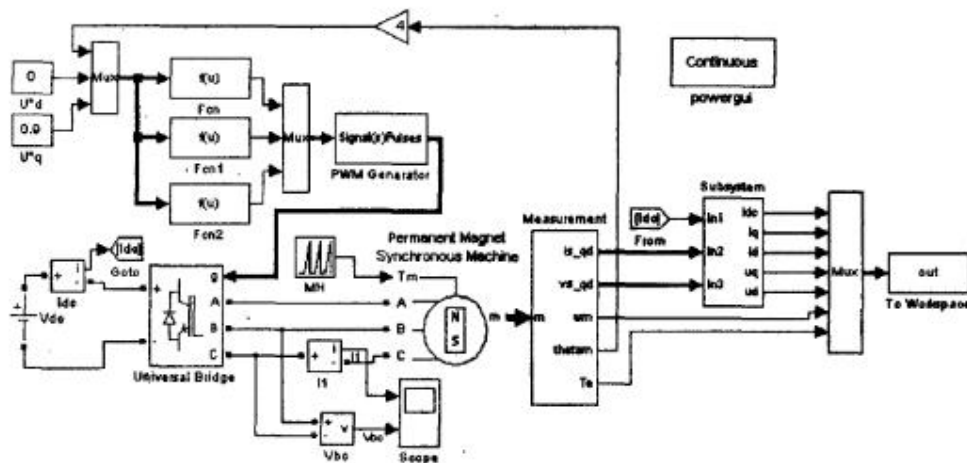


Рис. 9.34. Модель для исследования статических характеристик ВД

Исследование установившихся режимов в модели реализовано путем формирования линейно нарастающего момента на валу ВД (блок *Mn*) после окончания переходного процесса. Для этого в течение 0,2 с момент на валу равен нулю.

За это время заканчивается переходной процесс и скорость ВД достигает значения скорости холостого хода. В течение последующих 0,2 с момент плавно нарастает от нуля до 100 Нм. Результаты моделирования в этом промежутке времени записываются в рабочее пространство Matlab блоком *To Workspace* с последующим расчетом всех перечисленных характеристик (файл *VD\_Virt\_Inv\_Measur.m*).

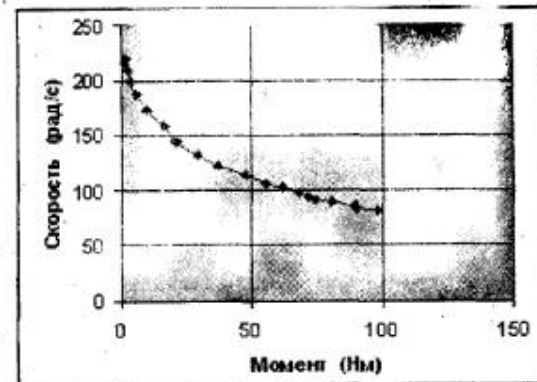


Рис. 9.35 Механическая характеристика ВД

Результаты расчета экспортируются в Excel для построения этих характеристик. Механическая характеристика ВД показана на рис. 9.35.

Электромагнитные и энергетические характеристики показаны на рис. 9.36. Эти характеристики служат основой для проектирования инвертора и источника питания. Заметим, что на энергетических характеристиках почти не видна разница в мощности на выходе инвертора и в его источнике питания

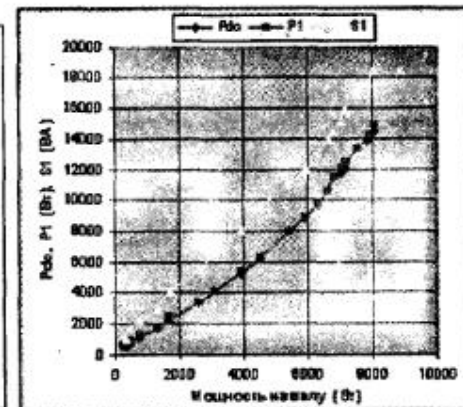
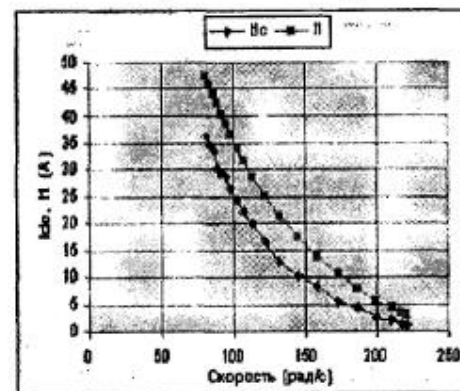


Рис. 9.36. Электромагнитные и энергетические характеристики ВД

Спектральные характеристики напряжения и тока на выходе инвертора снимаются в установившемся режиме при постоянном моменте нагрузки на валу ВД с использованием блоков *Scope* и *Powergui*. На рис. 9.37 показано выходное линейное напряжение инвертора и его спектр, а на рис. 9.38 — ток на выходе инвертора и его спектр.

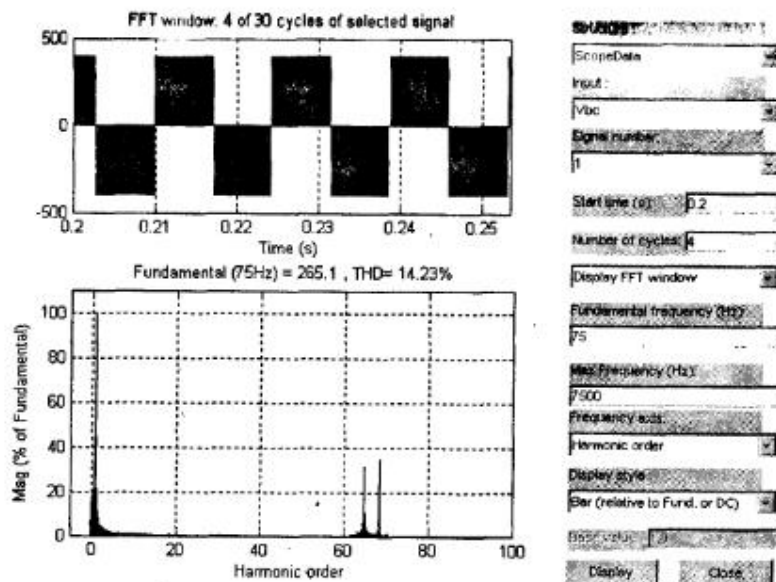


Рис. 9.37. Форма и спектр линейного напряжения питания ВД

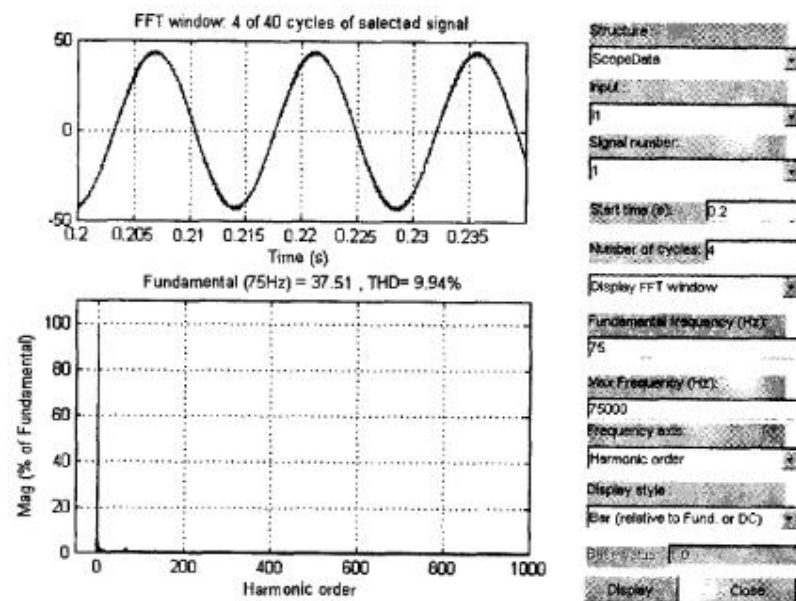


Рис. 9.38. Форма и спектр тока в фазе ВД

## 9.10. Исследование виртуальной модели ВД с инерционным каналом ДПР-ПК и инвертором с синусоидальной ШИМ

Виртуальная модель ВД с инерционным каналом ДПР-ПК и инвертором с синусоидальной ШИМ и одноканальной структурой показана на рис. 9.39 (файл *VD\_Virt\_VT\_Inv\_Measur*). Здесь в блоке Subsystem1 вычисляются  $u_d$ ,  $u_q$  по уравнениям

$$u_d = u_1 \sin \alpha = u_1 \sin \omega T_{\phi}, \quad u_q = u_1 \cos \alpha = u_1 \cos \omega T_{\phi}. \quad (9.26)$$

Исследование модели и построение основных характеристик осуществляется аналогично рассмотренным выше. Динамические процессы виртуальной модели повторяют процессы, полученные на структурных моделях (см. рис. 9.24).

Инерционность в канале ДПР-ПК существенно влияет на механические характеристики (сравнить рис. 9.35 и рис. 9.40) и на энергетические характеристики (сравнить рис. 9.36 и рис. 9.41). Из сравнения энергетических характеристик можно видеть, что КПД и коэффициент мощности в ВД с инерционным каналом ДПР-ПК приблизительно в 1,5 раза меньше.

Исключить влияние перекрестных связей и запаздывания в канале ДПР-ПК на динамические, механические, электромагнитные и энергетические характеристики ВД возможно на пути построения замкнутых по току систем регулирования. Поэтому в дальнейшем рассматриваются замкнутые системы, в которых в обязательном порядке присутствуют токовые контуры.

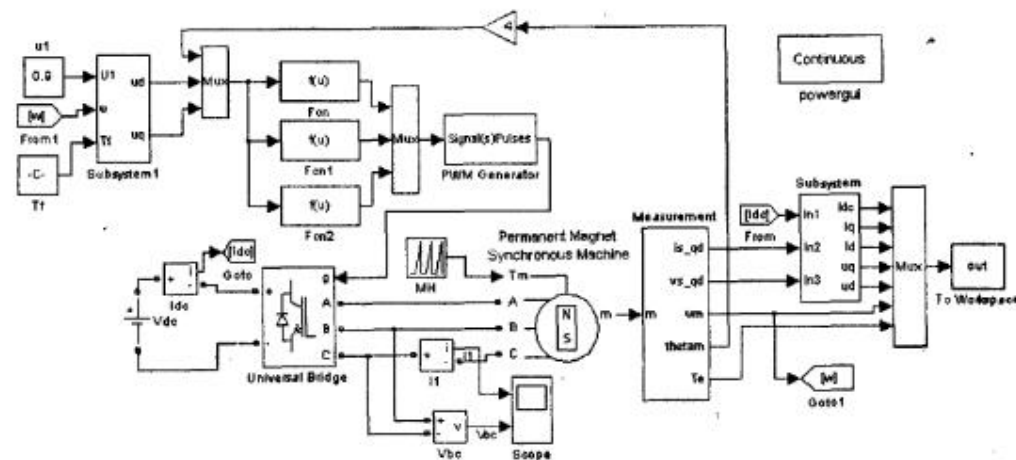


Рис. 9.39. Виртуальная модель ВД с инерционным каналом ДПР-ПК



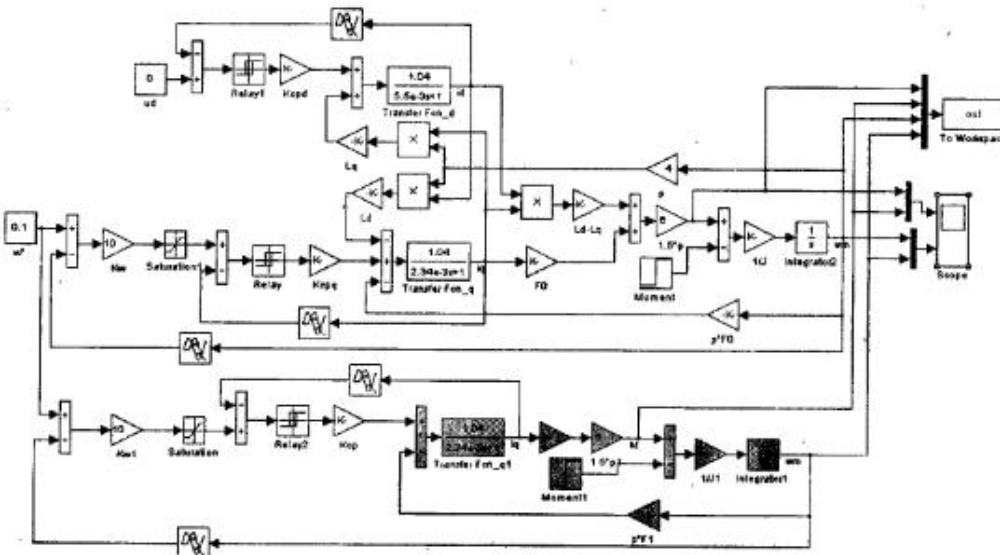


Рис. 9.43. Модели одноконтурной скоростной системы с ВД и эквивалентной системы с ДПТ

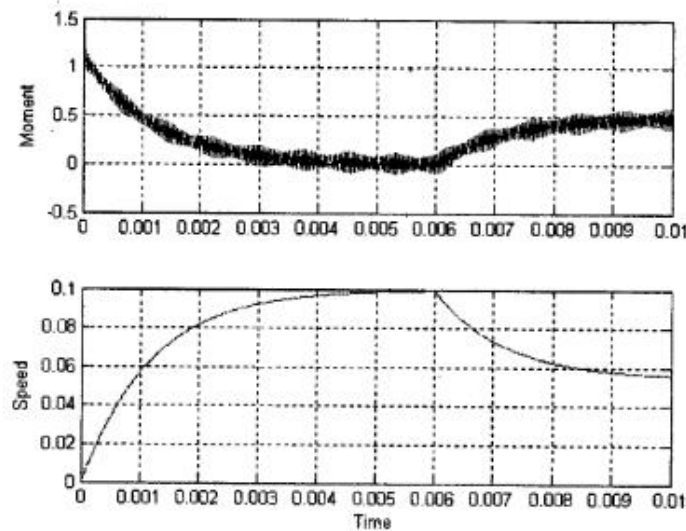


Рис. 9.44. Переходные процессы «в малом» в модели одноконтурной скоростной системы с ВД

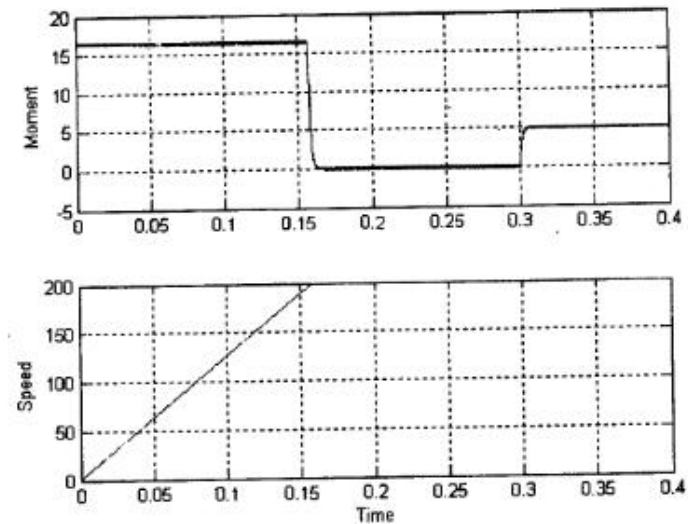


Рис. 9.45. Переходные процессы «в большом» в модели одноконтурной скоростной системы с ВД

Для придания системе астатизма по возмущению следует синтезировать ПИ-регулятор скорости, рассчитав его параметры аналогично примеру 7.3 (гл. 7).

**Пример 9.2.** Рассмотрим пример синтеза регуляторов тока и скорости в скоростной системе с автономным инвертором, который представим звеном с запаздыванием на период коммутации  $T_{cp}=0,0002$  с ( $f=5000$  Гц) и коэффициентом усиления  $k_{cp}=200$ .

Когда в ВД использован синхронный двигатель с явно выраженными полюсами, то постоянные времени  $T_d$ ,  $T_q$  в каналах различны. Поэтому параметры регуляторов тока в каналах будут также различаться. Для выбранного ВД (табл. 9.1) электромагнитные постоянные времени  $T_d$ ,  $T_q$  значительно превышают постоянную времени силового регулятора и его можно считать безынерционным. Поскольку канал  $q$  «отвечает» за момент, то регулятор скорости включен в этот канал. Структурная схема замкнутой системы приведена на рис. 9.46. Синтез регуляторов в этой структуре осуществим без учета перекрестных связей между каналами.

Если в качестве токового регулятора использовать пропорциональный регулятор, то замкнутый токовый контур опишется аperiodическим звеном с передаточной функцией.

$$\text{Для канала } d \quad W_s(s) = \frac{1}{k_{oc,d}} \frac{1}{T'_d s + 1}, \text{ где } T'_d = \frac{T_d R}{k_{pd} k_{cp} k_{oc,d}} \quad (9.29)$$

$$\text{Для канала } q \quad W_s(s) = \frac{1}{k_{oc,q}} \frac{1}{T'_q s + 1}, \text{ где } T'_q = \frac{T_q R}{k_{pq} k_{cp} k_{oc,q}} \quad (9.30)$$



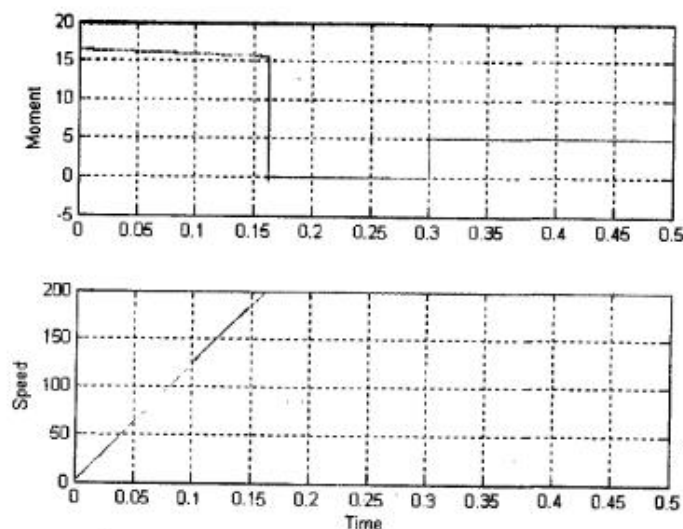


Рис. 9.49. Переходные процессы «в большом» в модели двухконтурной скоростной системы с ВД

## 9.12. Синтез регуляторов в двухконтурной скоростной системе с вентильным двигателем с инерционным каналом ДПР-ПК

**Пример 9.3.** Рассмотрим двухканальную систему управления ВД с релейными регуляторами тока, реализованными в неподвижной системе координат.

Модель этой системы показана на рис. 9.50 (файл *VD\_Mod\_VT\_drive\_Hist\_ab2*).

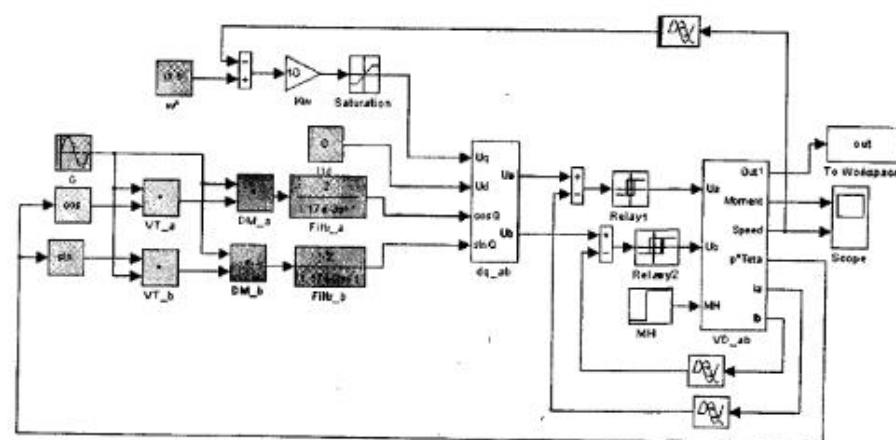


Рис. 9.50. Модель двухканальной системы управления ВД с релейными регуляторами тока в неподвижной системе координат

Здесь блок *VD\_ab* представляет собой модель ВД в неподвижной системе координат. Регулятор скорости (блок *Kw*) рассчитан так же как в примере 9.1. Коэффициент передачи фильтра принят равным 2 для компенсации уменьшения напряжения управления в модуляторе.

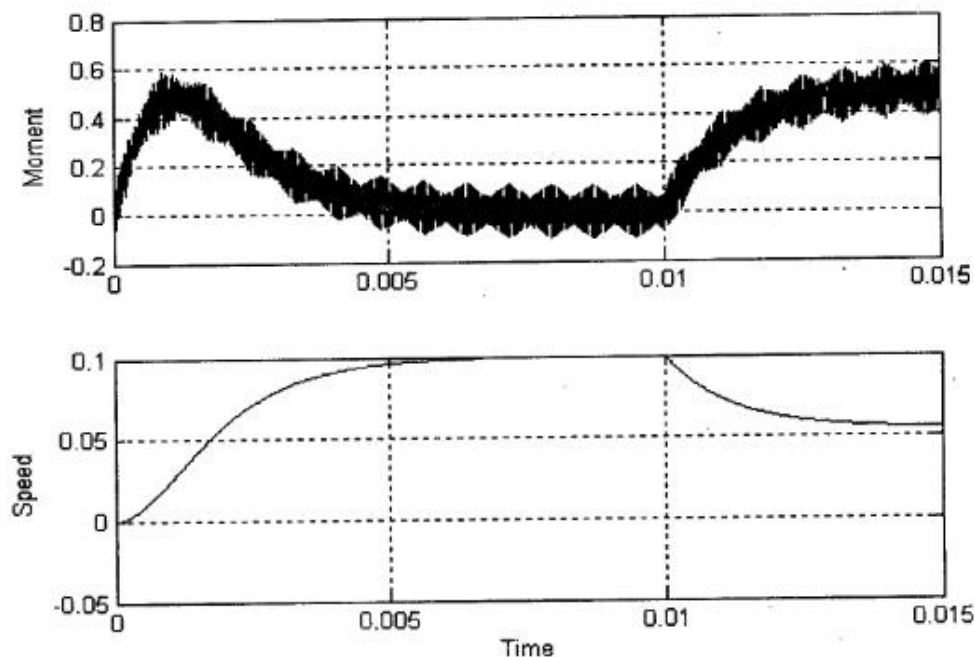


Рис. 9.51. Переходные процессы в модели двухканальной системы управления ВД с релейными регуляторами тока в неподвижной системе координат

Переходный процесс в системе «в малом» по управлению и возмущению показан на рис. 9.51. Сравнение динамических свойств системы с аналогичными (рис. 9.44) показывают, что в данном случае переходной процесс по управлению несколько затянут, а динамический момент уменьшился в два раза.

**Пример 9.4.** Рассмотрим двухканальную систему управления ВД с релейными регуляторами тока, реализованными во вращающейся системе координат.

Модель этой системы показана на рис. 9.52 (файл *VD\_Mod\_VT\_drive\_Hist\_dq2*). Здесь блок *VD\_dq* представляет собой модель ВД во вращающейся системе координат. Регулятор скорости (блок *Kw*) рассчитан так же как в примере 9.1.

В данном случае переходные процессы в системе полностью повторяют процессы в системе с безынерционным каналом ДПР\_ПК, представленные на рис. 9.44, рис. 9.45. Такие свойства системы с инерционным каналом ДПР\_ПК можно объяснить тем, что инерционный канал находится внутри релейного токового контура.



Сравнивая эти характеристики с характеристиками синтезированной структурной модели (рис. 9.43) можно судить об их полной идентичности.

Виртуальная модель позволяет исследовать не только динамические характеристики системы, но и все статические (электромагнитные, энергетические, регулировочные, механические) характеристики.

#### 9.14. Виртуальная одноконтурная скоростная система с бесконтактным двигателем постоянного тока

Мехатронную систему с БДПТ рассмотрим на примере одноконтурной скоростной системы, аналогичной той, которая исследована в п. 7.6, гл. 7. Модель замкнутой системы показана на рис. 9.56 (файл *BDPT\_Virt*).

В этой системе инвертор выполняет роль коммутатора. При этом каждый транзистор инвертора включен в течение  $\alpha = 120^\circ$ . На рис. 9.57 показаны импульсы управления транзисторами одного плеча инвертора и ток нагрузки этого плеча в установившемся режиме работы.

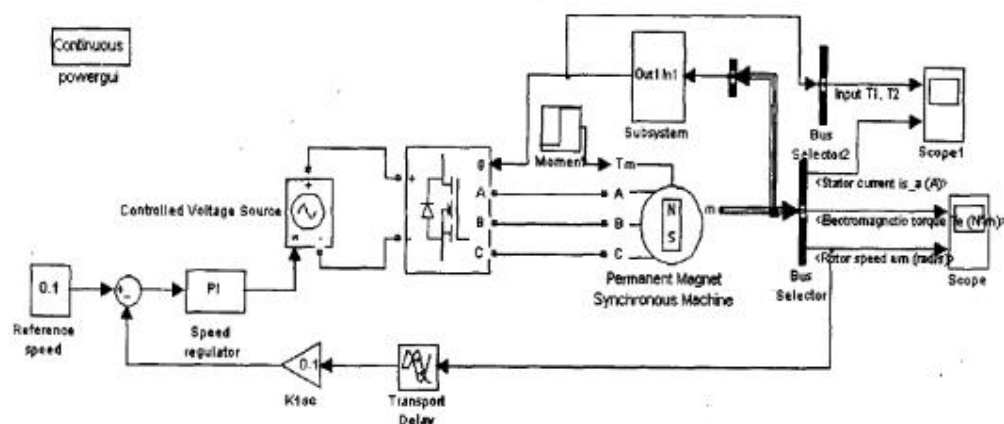


Рис. 9.56. Модель замкнутой одноконтурной скоростной системы с БДП

При таком управлении инвертором изменять напряжение на его выходе можно только в звене постоянного тока. В модели для этой цели используется управляемый источник напряжения (Controlled Voltage Source), который управляется от регулятора скорости.

При синтезе регулятора скорости приходится упрощать математическое описание БДПТ (уравнения 6.6, гл. 6), заменяя его эквивалентным двигателем постоянного тока.

В этом случае уравнения, которыми описывается БДПТ, будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} u_s &= R_s(T_s s + 1)i_s + \Phi_0 p \omega_m, \\ M &= p \frac{m}{2} \Phi_0 i_s, \\ s \omega_m &= \frac{1}{J} (M - M_H), \\ s \theta_m &= \omega_m, \end{aligned} \quad (9.33)$$

где  $u_s$ ,  $i_s$  — напряжение и ток статора (якоря),  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ ,  $\Phi_0$ ,  $J$ ,  $p$  — параметры двигателя, которые вводятся в поля окна настройки параметров БДПТ (рис. 6.18, гл. 6),  $m=3$  — число фаз.

В соответствии с уравнениями (9.33) на рис. 9.58 построена структура БДПТ. Эта структура подобна структуре ДПТ (рис. 7.1), в которой

$$K_1 = \frac{1}{R_s}, \quad k_M = p \frac{m}{2} \Phi_0, \quad K_2 = \frac{pm \Phi_0}{2J}, \quad k_E = p \Phi_0.$$

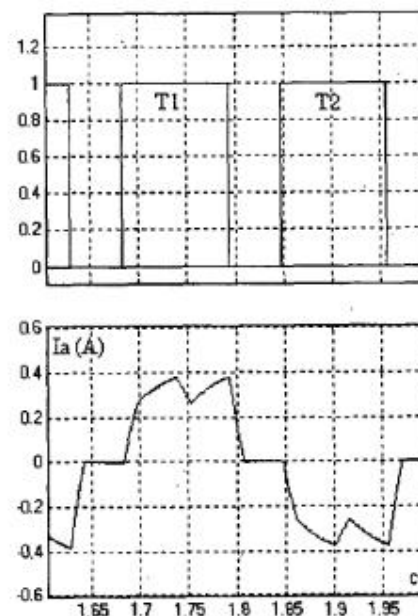


Рис. 9.57. Электромагнитные процессы в БДПТ

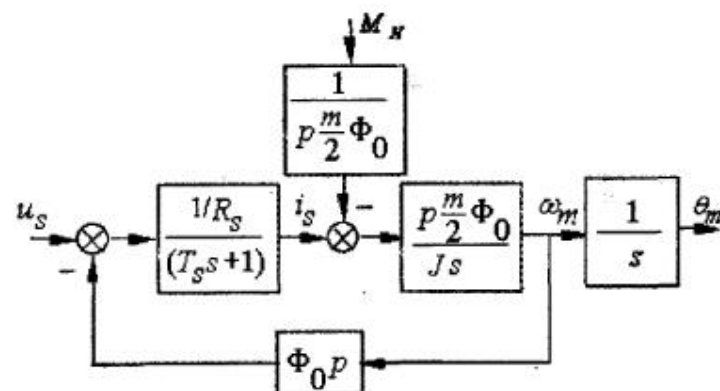


Рис. 9.58. Структурная схема БДПТ

$K_1$	$K_2$	$K_M$	$K_E$	$T_J$	$J$	$T_1$	$T_2$
1/Ом	1/Амс <sup>2</sup>	Нм/А	Вс	с	кгм <sup>2</sup>	с	с
0.86	1.42	0.51	0.34	0.043	0.36	0.044	2.15

Таблица 9.

В таблице 9 приведены данные БДПТ. Основные из них соответствуют рассмотренному в гл. 7 ДПТ.

Поскольку  $T_2 \gg T_1$  целесообразно строить ПИ-регулятор, который компенсировал бы большую постоянную времени объекта

$$W_p(s) = \frac{(T_2 s + 1) \cdot k_p}{T_2 s} = k_p + \frac{k_p}{T_2 s} = k_{II} + \frac{k_I}{s}. \quad (9.34)$$

Тогда передаточная функция разомкнутой системы будет равна:

$$W_{раз}(s) = \frac{(T_2 s + 1) \cdot k_{cp} k_p k_{oc}}{T_2 s} \cdot \frac{1/k_E}{(T_1 s + 1) \cdot (T_2 s + 1)} = \frac{k_{cp} k_p k_{oc} / k_E}{T_2 s \cdot (T_1 s + 1)} \quad (9.35)$$

Оптимум по модулю в такой системе достигается при  $\frac{T_2 k_E}{k_{cp} k_p k_{oc}} = 2T_1$

Коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной части регулятора определяются из уравнений:

$$k_{II} = k_p = \frac{T_2 k_E}{2T_1 k_{cp} k_{oc}}, \quad k_I = \frac{k_p}{T_2}. \quad (9.36)$$

При  $k_{cp} = 10$ ,  $k_{oc} = 0,1$  параметры регулятора будут равны  $k_{II} = 8,3$ ,  $k_I = 3,86$ , а переходные процессы в замкнутом скоростном контуре по моменту и скорости при скачке входного сигнала в момент времени  $t = 0$  и скачке возмущающего сигнала (момента на валу БДПТ) в момент времени  $t = 0,5$  представлены характеристиками на рис. 9.59.

Сравнивая параметры регулятора и результаты моделирования с примером 7.1 гл. 7 можно судить о возможности представления БДПТ эквивалентным ДПТ с математическим описанием, соответствующему системе уравнений (9.33).

В пакете Sim Power System представлены два имитационных стенда замкнутых синхронных систем. Панели настройки параметров этих стендов аналогичны рассмотренным в главах 7, 8 стендам постоянного тока и асинхронным.

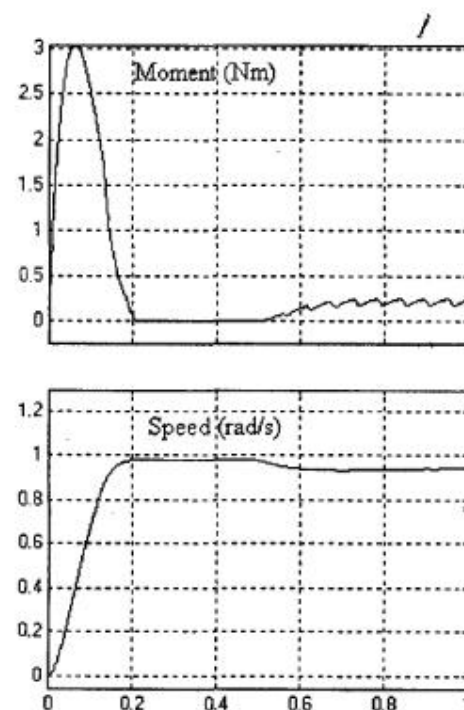


Рис. 9.59. Переходные процессы в замкнутой одноконтурной скоростной системе с БДПТ.

## Литература

1. И. Ануфриев, А. Смирнов, Е. Смирнова. MATLAB 7. Наиболее полное руководство. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005.
2. А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. Управление электроприводами (Для студентов ВУЗов). Ленинград, Энергоиздат, Ленинградское отделение, 1982 г.
3. Ю.А. Борцов, Г.Г. Соколовский. Автоматизированный электропривод с упругими связями. — СПб.: Энергоатомиздат, 1992.
4. Е. Бенькович, Ю. Колесов, Ю. Сениченков. Практическое моделирование динамических систем. — СПб.: БХВ-Петербург, 2002.
5. Ю.М. Бельский, А.Г. Микеров. Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. — Л.: ЛДНТП, 1990.
6. С.Г. Герман-Галкин. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. — СПб.: «Корона Принт», 2001.
7. Т.А. Глазко, Р.Б. Гончаренко. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. — Л.: Энергия, 1969.
8. Т.А. Глазко. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973.
9. В. Дьяконов. SIMULINK 4. Специальный справочник. — СПб.: Питер, 2002.
10. Ю.С. Забродин. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1982.
11. Н.Ф. Ильинский. Основы электропривода. Учебное пособие для вузов. — М.: МЭИ, 2003.
12. С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. Теория электропривода. Для студентов вузов. — СПб.: ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ, Санкт-Петербургское отделение, 1994.
13. Ю. Лазарев. Моделирование процессов и систем в MATLAB. Учебный курс. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005.
14. В.С. Медведев, В.Г. Потемкин. Control System Toolbox. Matlab 5 для студентов. — М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999.
15. В.А. Прянишников. Электроника. Курс лекций. — СПб.: Корона Принт, 1998.
16. Э.М. Ромаш, Ю.И. Дробович, Н.Н. Юрченко, П.В. Шевченко. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и Связь, 1988.
17. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/ О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов, Е.Д. Лебедев, Л.М. Тарасенко. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
18. А.А. Усальцев. Векторное управление асинхронными двигателями. Учебное пособие по дисциплинам электромеханического цикла. — СПб. 2002.
19. И.М. Чижов, В.С. Руденко, В.И. Сенько. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1974.
20. Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячек. Теория электропривода. — Минск: ЗАО Техноперспектива, 2004.
21. Ч. Филиппс, Р. Харбор. Системы управления с обратной связью. — М. Лаборатория базовых знаний. 2001.
22. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями/ С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.
23. Н.В. Черных. SIMULINK среда создания инженерных приложений. — М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2004.
24. Р.Т. Шрейнер. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Учебное пособие для вузов. — Екатеринбург: Изд-во Урал. гос. проф.-пед. ун-та, 1997.
25. Anatolij Afonin, Piotr Szymczak. Mechatronika Politechnika Szczecińska, Wydział Elektryczny, Szczecin, 2001.
26. A. Gil. Podstawy elektroniki i energoelektroniki. Cz.2- Gdynia 1998. s. 155. Szczasny R. Komputerowa symulacja ukiadyw energoelektronicznych. Wyd. Politechniki Gdacskej, 1999.
27. O.S. Popow. Elementy teorii systemow — systemy dynamiczne. Politechnika Szczecińska, Wydział Informatyki, Szczecin, 2005.
28. [www.exponenta/matlab.ru](http://www.exponenta/matlab.ru)
29. <http://kpolyakov.narod.ru>