

ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
(национальный исследовательский университет)

На правах рукописи

Дудкин Максим Михайлович

УДК 621.314 + 681.51.01

**УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ
ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ
С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**

Специальность 05.09.12 – «Силовая электроника»

Диссертация на соискание учёной степени
доктора технических наук

Научный консультант –
доктор технических наук,
профессор Цытович Л.И.

Челябинск
2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	7
Глава 1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И УСЛОВИЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА И ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИКИ	
1.1. Характеристики стационарных и автономных сетей электропитания и проблема электромагнитной совместимости вентильных преобразователей	22
1.2. Классификация вентильных преобразователей и их систем управления	36
1.3. Развертывающее преобразование как средство повышения эксплуатационной надежности систем информационной и силовой электроники	46
1.4. Цель и задачи исследований	53
Выводы	55
Глава 2. СТАТИЧЕСКИЕ, ДИНАМИЧЕСКИЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБОВ РАЗВЕРТЫВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ	
2.1. Классификация развертывающих преобразователей и принципы их построения	57
2.2. Динамические характеристики развертывающих преобразователей с различными законами модуляции	
2.2.1. Методика анализа динамических характеристик развертывающих преобразователей	67
2.2.2. Динамические характеристики развертывающих преобразователей с выборкой мгновенных значений сигнала управления	71
2.2.3. Динамические характеристики интегрирующих развертывающих преобразователей	79
2.2.4. Сравнительный анализ динамических характеристик развертывающих преобразователей	86
2.3. Спектральные характеристики развертывающих преобразователей с различными законами модуляции	
2.3.1. Методика анализа спектральных характеристик развертывающих преобразователей	91

2.3.2. Статические и динамические спектральные характеристики разворачивающих преобразователей	94
2.3.3. Сравнительный анализ спектральных характеристик разворачивающих преобразователей	111
Выводы	113
Глава 3. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	
3.1. Классификация и требования к устройствам синхронизации систем управления вентильными преобразователями	117
3.2. Методика анализа статических и динамических характеристик устройств синхронизации	122
3.3. Устройства синхронизации с выборкой мгновенных значений синхронизирующего воздействия	124
3.3.1. Устройство синхронизации с независимым уровнем фиксации сигнала развертки	124
3.3.2. Адаптивные устройства синхронизации с ведомым уровнем фиксации сигнала развертки	128
3.3.3. Адаптивные устройства синхронизации со следящей фиксацией точек естественной коммутации напряжения сети	135
3.4. Адаптивные интегрирующие и комбинированные устройства синхронизации	140
3.4.1. Устройства синхронизации с интегрирующей фиксацией сигнала развертки	141
3.4.2. Комбинированное устройство синхронизации	155
3.4.3. Каскадные интегрирующие устройства синхронизации	158
3.4.4. Сравнительный анализ технических характеристик и областей применения интегрирующих устройств синхронизации	165
3.5. Адаптивные интервало-кодовые системы синхронизации	167
3.5.1. Методика синтеза интервало-кодовых систем синхронизации	167
3.5.2. Каскадная интервало-кодовая двоично-десятичная система синхронизации	168
3.5.3. Интервало-кодовая двоичная система синхронизации	175
Выводы	177

Глава 4. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФАЗОСДВИГАЮЩИХ УСТРОЙСТВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

4.1. Классификация и требования к фазосдвигающим устройствам	181
4.2. Фазосдвигающее устройство с выборкой мгновенных значений сигнала управления	185
4.3. Разомкнутые интегрирующие фазосдвигающие устройства	188
4.3.1. Число-импульсные фазосдвигающие устройства	195
4.4. Замкнутые интегрирующие фазосдвигающие устройства	201
4.5. Сравнительный анализ статических и динамических характеристик фазосдвигающих устройств	219
Выводы	223

Глава 5. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОЙ КОД ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ...

5.1. Замкнутый интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с бестактовым поразрядным уравниванием	228
5.2. Тактируемые интегрирующие аналого-цифровые преобразователи	242
5.2.1. Реверсивный интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с широтно-импульсной модуляцией	244
5.2.2. Реверсивный число-импульсный аналого-цифровой преобразователь с синфазной амплитудно-частотно- импульсной модуляцией	249
5.3. Преобразователи напряжения в частоту импульсов	255
5.3.1. Классификация и принципы построения преобразователей напряжения в частоту импульсов	255
5.3.2. Статические характеристики преобразователей напряжения в частоту импульсов	263
5.3.3. Динамические характеристики преобразователей напряжения в частоту импульсов	270
Выводы	281

Глава 6. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ПОСТОЯННОГО ТОКА

286

6.1. Методика исследования помехоустойчивости, статических и динамических характеристик систем управления вентильными преобразователями	286
6.2. Адаптивная интегрирующая система импульсно-фазового управления реверсивного тиристорного преобразователя для автоматизации технологических установок постоянного тока с питанием от сети ограниченной мощности	292
6.2.1. Статические характеристики реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления со стороны синхронизирующего канала	304
6.2.2. Динамические характеристики и помехоустойчивость реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления со стороны синхронизирующего канала	310
6.2.3. Динамические характеристики и помехоустойчивость реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления со стороны информационного канала управления	325
6.2.4. Основные технические показатели реверсивного тиристорного преобразователя с различными видами систем импульсно-фазового управления	334
6.3. Адаптивная интегрирующая система импульсно-фазового управления тиристорного преобразователя контура возбуждения электродвигателя постоянного тока	336
6.4. Помехоустойчивость электропривода постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем	341
Выводы	349
Глава 7. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	353
7.1. Адаптивные интегрирующие системы управления для тиристорных регуляторов переменного напряжения	353
7.1.1. Тиристорные регуляторы напряжения с адаптивными интегрирующими системами импульсно-фазового управления для плавного пуска асинхронных электродвигателей	354

7.1.2. Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с адаптивной интегрирующей системой управления для инерционных объектов	373
7.2. Адаптивная интегрирующая система управления для однофазного активного фильтра-компенсатора	383
7.3. Нагрузочно-питающие устройства с высокими энергетическими показателями для испытания и исследования электротехнического оборудования	397
7.3.1. Трехфазное нагрузочно-питающее устройство с интегрирующей системой управления	398
7.3.2. Однофазное нагрузочно-питающее устройство с интегрирующей системой управления	411
Выводы	416
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	422
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	426
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Акты внедрений в учебный и производственный процессы результатов диссертационной работы	462
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Перечень сокращений	478

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Неотъемлемой частью современных систем автоматического управления электроприводами и технологической автоматикой являются силовые вентильные преобразователи (ВП) [15, 110, 154, 218, 237, 250, 259, 283, 333, 348] (управляемые выпрямители, преобразователи частоты, широтно-импульсные преобразователи постоянного тока, регуляторы переменного напряжения и т.д.), с помощью которых осуществляется плавное регулирование выходных координат исполнительных механизмов. Однако в ряде случаев надежной работе серийно выпускаемых ВП препятствует высокий уровень внешних помех [32, 157, 164, 165, 166, 169, 170], что делает их применение не всегда эффективными из-за низкой помехоустойчивости системы управления и частых сбоев ее в работе, особенно на объектах с маломощной сетью.

Все это явилось следствием того, что совершенствование технологии производства силовых и информационных полупроводниковых элементов, микросхем, бурное развитие микропроцессорной и вычислительной техники позволило резко повысить мощность ВП при одновременном снижении мощности сигнала управления, что привело к целому ряду проблем в сфере автоматизированного электропривода и промышленной автоматизации. Так сигналы помех, зачастую порождаемые «внутри» самой системы управления дискретным характером выходного сигнала силового ВП, оказываются соизмеримыми с уровнем полезного сигнала управления, и приводят не только к искажениям статических и динамических характеристик электропривода, снижающих качество выпускаемой продукции, но и к аварийным ситуациям в работе технологических установок.

Проблема помехоустойчивости и электромагнитной совместимости вентильного электропривода (ВЭП) [25, 111, 150, 164, 169, 170, 254, 287, 352] была и остается одной из самых сложных в техническом плане задач, требующих своего комплексного решения. Специфической особенностью ВЭП является то, что генераторами помех зачастую выступают как сами силовые преобразовательные устройства, так и их элементы систем управления, работающие в дискретном (импульсном) режиме, формирующие высокочастотные гармоники, которые проникают в

информационные каналы через паразитные емкостные и индуктивные связи между кабельными коммуникациями. Применение пассивных методов борьбы с сигналами помех (экранирование, скрутка проводов и пр.) не всегда оказываются эффективными в силу меняющихся по мере развития производственных мощностей параметров электромагнитной обстановки на технологических объектах. Использование стационарных пассивных или активных фильтров также зачастую не приводит к желаемому результату ввиду того, что заранее достаточно проблематично предсказать возможные пути проникновения помех в каналы связи и, следовательно, установить фильтры в оптимальных для их подавления точках систем ВЭП. За последнее десятилетие данная проблема обострилась ввиду массового внедрения на предприятиях преобразователей частоты для электроприводов переменного тока [15, 151, 157, 222, 237, 275, 289], работающих в режиме широтно-импульсной модуляции с несущей частотой от единиц до десятков килогерц. Это привело к росту удельного веса высокочастотного спектра помех, наводимых на элементы систем ВЭП, что затрудняет борьбу с ними традиционными методами пассивной и активной фильтрации.

Одним из наиболее уязвимых с позиций помехоустойчивости каналов систем управления ВП являются устройства синхронизации (УС) и фазосдвигающие устройства (ФСД), которые в большинстве практических случаев реализуются на основе компараторных схем [200, 201, 203, 234, 250, 259, 274, 275]. Для их защиты от помех в серийно выпускаемых вентильных преобразователях, как правило, включают стационарные сглаживающие фильтры на входе, что отрицательно сказывается на быстродействии всей системы управления. В устройствах синхронизации подобное техническое решение неизбежно приводит к появлению ошибки угла синхронизации при изменениях амплитуды и/или частоты напряжения сети, что сказывается на характеристиках ВП в целом, а в ряде случаев может привести к его аварийному отключению.

Крайне остро проблема помехоустойчивости процесса преобразования полезной информации стоит в ВЭП с автономными источниками электропитания ограниченной мощности [25, 31, 101, 287], где одиночная или совместная работа ВП вызывает значительный рост коммутационных искажений и неустойчивости напряжения сети, а также уровня высокочастотных

помех, наводимых на элементы систем управления. Основная причина потока отказов ВП на объектах с подобной спецификой заключается в низкой помехоустойчивости системы управления и отсутствии средств адаптации ее характеристик к сложным условиям эксплуатации силовых управляемых преобразователей.

Широко известно, что одним из наиболее эффективных способов повышения помехоустойчивости и уровня метрологических характеристик элементов систем автоматики и измерительной техники является интегрирующее развертывающее преобразование. Данной проблеме посвящены работы Мартяшина А.И., Темникова Ф.Е., Смолова В.Б., Угрюмова Е.П., Шахова Э.К., Шляндина В.М., Конюхова Н.Е., Гусева В.Г., Кобзева А.В., Цытовича Л.И. и многих других ученых [41, 59, 62, 131, 153, 155, 207, 239, 240, 264, 265, 279]. При этом рассматриваются вопросы статической и динамической точности развертывающих преобразователей (РП) применительно к задачам в области построения узлов и приборов информационно-измерительной техники, которая не страдает специфическими для вентильного электропривода проблемами, где в едином замкнутом комплексе работают различные по функциональному назначению слаботочные и мощные преобразовательные устройства, причем последние зачастую кроме своего прямого назначения выполняют еще и несвойственные им функции генераторов помех для элементов информационной части систем автоматического управления (САУ) с частотным спектром, примыкающим к зоне рабочих частот системы управления [32, 71, 97, 164, 169].

Вопросами построения силовых регулируемых источников электропитания с применением РП для ВЭП посвящены труды Глазенко Т.А., Слежановского О.В., Шипилло В.П., Конева Ю.И., Перельмутера В.М., Писарева А.Л., Мелешина В.И., Осипова О.И., Германа-Галкина С.Г., Зиновьева Г.С., Розанова Ю.К., Дмитриева Б.Ф., Козаченко В.Ф., Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Rashid M.H., Kazmierkowski M.P., Mohan N., Akagi H., Kassakian J.C., Espinoze J.R., Bose B.K., Holmes D.G. и многих других авторов и коллективов ученых [15, 42, 56, 68, 102, 110, 132, 142, 158, 164, 165, 200, 201, 203, 218, 234, 250, 259, 282, 284, 296, 301, 305, 322, 326, 327, 333, 341]. Здесь результаты исследований касаются, как правило, вопросов энергетики, динамики и помехоустойчивости преобразователей с учетом свойств исполни-

тельных механизмов замкнутой САУ вентильным электроприводом и не рассматриваются метрологические характеристики информационных элементов в широком частотном диапазоне, включая область частот, выходящую за рамки частоты несущих колебаний РП, а также влияния параметров напряжения сети на систему управления ВП. Однако именно этот фактор может дать ответ о целесообразности применения для решения задач в области ВЭП того или иного способа развертывающего преобразования и вида модуляции, реализуемого с его помощью. В первую очередь, исследования подобного характера позволяют произвести оценку адаптационной способности РП по отношению к нестабильности параметров сети и сигналам внешних помех, а также поведению развертывающих преобразователей и систем управления ВП на их основе в области частот замедленной дискретизации, когда частота входного сигнала превышает граничное значение, определяемое теоремой отсчетов [16]. В этом случае развертывающая система переходит в режим преобразования спектра входного динамического воздействия, формируя на выходе низкочастотные гармоники [71, 89, 97, 90, 313], входящие в область рабочих частот САУ и вызывающих нарушение режимов технологического процесса из-за невозможности их распознавания на фоне полезного сигнала управления, а, следовательно, и подавления.

В связи с этим, возникает необходимость развития теории развертывающих систем применительно к вопросам управления силовыми вентильными преобразователями, которая позволила бы провести детальный сравнительный анализ по единой методике статических и динамических характеристик для широкого амплитудного и частотного диапазона изменения входной координаты различных способов развертывающего преобразования, а также существующих и вновь созданных устройств и систем управления ВП на их основе с целью выбора из их числа структур, наиболее полно удовлетворяющих жестким условиям промышленной эксплуатации ВП и позволяющих создать преобразователи, отличающиеся высокой помехоустойчивостью и способностью адаптироваться к нестабильным параметрам источника электроснабжения.

Объект исследования – устройства и системы управления силовыми ВП постоянного и переменного тока, построенные на основе различных законов модуляции и способов развертывающего преобразования.

Предмет исследования – статические и динамические характеристики устройств и систем управления ВП при наличии внешних помех и нестабильных параметрах источника электроснабжения.

Целью работы является развитие теории развертывающих систем и создание на ее основе адаптивных к внешним помехам и нестабильным параметрам источника электроснабжения, конкурентоспособных и патентно-защищенных систем управления силовыми вентильными преобразователями.

Идея работы заключается в применении различных способов развертывающего преобразования для создания элементов и систем управления ВП с повышенной помехоустойчивостью и способностью адаптироваться к изменяющимся параметрам источников электроснабжения как общепромышленного, так и автономного типов.

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих **задач**.

1. Развитие теории развертывающих систем путем выбора методов исследований и создания на их основе единой методики и математических моделей для сопоставительного анализа статических и динамических характеристик устройств систем управления ВП, в основе которых лежат различные способы развёртывающего преобразования и законы модуляции, обеспечивающие режим адаптации системы управления ВП к возмущениям со стороны внешних источников помех и источников электроснабжения.

2. Сравнительный анализ на основе разработанной методики и математических моделей статических и для широкого частотного диапазона гармонического воздействия динамических характеристик:

- различных законов модуляции, в основе которых лежат интегрирующее развертывающее преобразование и развертывающее преобразование с выборкой мгновенных значений сигнала управления;
- статического и динамического спектра, формируемого различными законами модуляции и способами развертывающего преобразования при гармоническом входном сигнале в широком частотном диапазоне;

- существующих и впервые созданных устройств и систем синхронизации, а также фазосдвигающих устройств, в которых реализуются различные способы развертывающего преобразования;
- преобразователей напряжения в частоту импульсов (ПНЧ) различного класса для новых типов число-импульсных ФСУ и аналого-цифровых преобразователей (АЦП), выбор путей повышения их статической и динамической точности.

3. Создание единой методики сопоставительного анализа статических и динамических характеристик разомкнутых и замкнутых систем управления ВП при широком частотном диапазоне изменения сигнала управления и реальных видах искажений, существующих в промышленных и автономных сетях электроснабжения.

4. Сравнительный анализ статических и динамических характеристик ВП постоянного и переменного тока при различных способах развертывающего преобразования, реализуемых в их системах управления, с учетом возмущающих воздействий со стороны информационного и синхронизирующих каналов системы управления.

5. Разработка по результатам теоретических исследований практических рекомендаций по созданию систем управления ВП с высокими эксплуатационными показателями.

6. Создание адаптивных к нестабильным параметрам источника электроснабжения опытных образцов ВП с повышенной помехоустойчивостью на основе адаптивных интегрирующих систем управления для электроприводов и технологических установок постоянного и переменного тока и их экспериментальные исследования в условиях действующего производства с целью подтверждения достоверности результатов теоретических исследований.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовалась единая разработанная методика, в основе которой лежат положения теории управления, спектрального анализа, систем трансцендентных уравнений с представлением результатов в виде пространств статического, динамического и спектрального состояния объекта, моделирование в пакете прикладных программ *MathCAD* и *MatLab+Simulink*, методы математической статистики, аппарат логарифмических амплитудно-частотных харак-

теристик, а также экспериментальные исследования натуральных образцов в лабораторных и промышленных условиях.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным использованием методов расчета статических, динамических и спектральных процессов в математических моделях при общепринятых допущениях, удовлетворительным совпадением теоретических и экспериментальных результатов, выполненных на лабораторных стендах, а также результатами промышленного внедрения и эксплуатации электроприводов с ВП на основе адаптивных интегрирующих систем управления.

Научные положения и результаты, выносимые на защиту

1. Интегрирующее развертывающее преобразование по сравнению с преобразованием на основе выборки мгновенных значений информативной координаты является эффективным средством повышения помехоустойчивости развертывающих преобразователей и позволяет не менее чем на порядок снизить уровень ошибок замедленной дискретизации устройств и систем управления силовыми ВП.

2. Проблема устойчивой синхронизации вентильных преобразователей при работе с существенно нестабильной и искаженной сетью решается путем впервые предложенного, теоретически и экспериментально исследованного комплекса адаптивных устройств и систем синхронизации, построенных на основе интегрирующего развертывающего преобразования, отличающихся от известных технических решений аналогичного функционального назначения способностью адаптироваться к отклонениям амплитуды и частоты напряжения сети в широком диапазоне, высокой помехоустойчивостью к коммутационным и импульсным искажениям, а при использовании интервало-кодовых алгоритмов синхронизации – расширенными функциональными возможностями в плане синхронизации и диагностики процесса синхронизации ВП.

3. Интегрирующее развертывающее преобразование, лежащее в основе впервые предложенного, теоретически и экспериментально исследованного комплекса разомкнутых и замкнутых интегрирующих фазосдвигающих устройств, обеспечивает высокую помехоустойчивость систем управления ВП со стороны информационного канала управления и способность замкнутых ФСУ адаптироваться к нестабильности частоты напряжения сети.

4. Полное подавление пульсаций тока или напряжения в каналах «датчик – АЦП» систем управления силовыми вентильными преобразователями осуществляется путем синхронизации тактов впервые предложенных интегрирующих аналого-цифровых преобразователей с широтно-импульсной и амплитудно-частотно-импульсной модуляцией с интервалом дискретизации ВП, что препятствует проникновению в каналы регулирования помех с частотами, равными или кратными частоте дискретизации ВП.

5. Метод синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляции является эффективным способом повышения не менее чем на порядок временной и температурной стабильности характеристик преобразователей напряжения в частоту импульсов, число-импульсных фазосдвигающих устройств и аналого-цифровых преобразователей.

6. Интегрирующее развертывающее преобразование, положенное в основу систем управления вентильными преобразователями для электроприводов и технологических установок постоянного и переменного тока, обеспечивает высокий уровень помехоустойчивости и адаптации ВП к нестабильным параметрам напряжения сети в стационарных и автономных системах электроснабжения, превосходя при этом в разы аналогичные показатели для серийно выпускаемых силовых преобразователей отечественного и зарубежного производства с системами управления, построенными по принципу выборки мгновенных значений информативной координаты.

Научная новизна работы

1. Получила дальнейшее развитие теория развертывающих систем применительно к устройствам и системам управления ВП за счет разработки методов исследования, математического описания и создания единой методики сравнительного анализа статических и динамических характеристик существующих и впервые предложенных синхронизирующих и фазосдвигающих устройств, преобразователей аналогового сигнала в цифровой код, датчиков электрических параметров и преобразователей напряжения в частоту импульсов, в основе которых лежат различные законы модуляции и способы развертывающего преобразования.

2. Впервые проведен сопоставительный анализ законов модуляции в широком частотном диапазоне преобразуемого гармонического сигнала, в основе которых лежат различные способы развертывающего преобразова-

ния, а также получены статические и динамические спектральные характеристики, позволившие обосновать законы модуляции, обеспечивающие наибольшую помехоустойчивость и минимальный уровень сигналов замедленной дискретизации.

3. Предложены и исследованы новые принципы построения интегрирующих устройств синхронизации, обладающих высокой помехоустойчивостью к коммутационным и импульсным искажениям напряжения сети и способностью адаптироваться к отклонениям амплитуды и частоты питающего напряжения, а также систем синхронизации с интервало-кодowymi алгоритмами обработки данных, что позволяет произвести не только диагностику работоспособности УС, но и синхронизацию ВП с любой конфигурацией схемы силовых ключей.

4. Предложены и исследованы новые принципы построения разомкнутых и замкнутых интегрирующих ФСУ, обеспечивающих высокую помехоустойчивость систем управления ВП со стороны информационного входа, причем замкнутые ФСУ способны адаптироваться к изменениям частоты напряжения источника электроснабжения.

5. Предложены и исследованы новые принципы построения тактируемых интегрирующих АЦП с различными законами модуляции, работающие синхронно на частоте дискретизации ВП и способные сохранять постоянный коэффициент передачи при изменении частоты тактовых импульсов, возникающих по причине нестабильности частоты несущих колебаний ВП (частоты сети в ведомых сетью преобразователях), что обеспечивает высокую помехоустойчивость, временную и температурную стабильность характеристик канала «датчик – АЦП» систем управления ВП.

6. Дан сопоставительный анализ статических и динамических характеристик преобразователей напряжения в частоту импульсов и впервые показано, что наиболее высокой помехоустойчивостью в области частот замедленной дискретизации обладает ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, температурная стабильность характеристик которого возрастает не менее чем на порядок по сравнению с традиционными структурами аналогичного функционального назначения.

7. Показана эффективность предложенных новых принципов построения интегрирующих датчиков нулевого тока, в частности, для реверсивных

ВП с раздельным управлением, обеспечивающих повышение помехоустойчивости датчика не менее чем на порядок по сравнению с существующими устройствами аналогичного назначения.

8. По единой методике в широком частотном диапазоне изменения сигнала управления и реальных видах искажений, существующих в промышленных сетях электроснабжения сопоставлены статические и динамические характеристики разомкнутых и замкнутых систем управления ВП, что показало существенное преимущество ВП с системами управления, построенными на основе интегрирующего развертывающего преобразования, когда обеспечивается высокая надежность работы силовых преобразователей как при стационарных, так и автономных системах электроснабжения.

9. Исследованы однофазные и трехфазные нагрузочно-питающие устройства (НПУ) с новыми системами управления на базе интегрирующих развертывающих преобразователей и отличающиеся от известных активных нагрузок тем, что предложенные НПУ позволяют изменять направление потока мощности в системе, подводя (режим питания) или отдавая (режим нагрузки) энергию в сеть с высокими энергетическими показателями, что делает возможным испытывать с их помощью преобразователи электрической энергии как в выпрямительном, так и инверторном режимах работы.

Приоритет положений, высказанных в пп. 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, подтвержден 28 патентами РФ на изобретения.

Практическое значение работы:

– осуществлено комплексное решение крупной научно-технической проблемы повышения эксплуатационной надежности работы устройств и систем управления ВП постоянного и переменного тока для автоматизированных электроприводов и технологических установок на основе интегрирующего развертывающего преобразования;

– получены рекомендации по рациональному выбору параметров элементов схем синхронизирующих и фазосдвигающих устройств, преобразователей аналогового сигнала в цифровой код, преобразователей напряжения в частоту импульсов, датчиков электрических параметров, при которых достигается компромисс между их помехоустойчивостью и быстродействием, а также определены области их применения;

– разработаны, теоретически и экспериментально исследованы силовые ВП различного функционального назначения, построенные на основе адаптивных интегрирующих систем управления для электроприводов и технологических установок постоянного и переменного тока общепромышленного и специального назначения, в том числе функционирующих с сетью ограниченной мощности, например, с дизель– или ветро-генераторными станциями, характеризующиеся высоким уровнем коммутационных искажений и широким диапазоном изменения амплитуды и частоты напряжения сети. В состав разработанных ВП входят: однофазные и трехфазные реверсивные и нереверсивные тиристорные преобразователи для технологических установок постоянного тока, в том числе и электропривода, а также реверсивный широтно-импульсный преобразователь для электропривода постоянного тока; тиристорные регуляторы напряжения для плавного пуска асинхронных электроприводов различного класса и мощности; частотно-широтно-импульсный регулятор переменного напряжения для технологических установок инерционных объектов, например, систем терморегулирования, а также однофазный активный фильтр-компенсатор для улучшения энергетических показателей системы электроснабжения. По своим техническим характеристикам разработанные ВП превосходят отечественные и зарубежные аналоги и обеспечивают высокий уровень помехоустойчивости силовых преобразователей и их способность адаптироваться к нестабильным параметрам источника электроснабжения;

– разработан, теоретически и экспериментально исследован новый класс энергосберегающих нагрузочно-питающих устройств с системами управления на базе интегрирующих развертывающих преобразователей, предназначенных для испытания и исследования преобразователей электрической энергии в выпрямительном и инверторном режимах работы, а также другое электротехническое оборудование на постоянном и переменном токах, что находит широкое применение в лабораторном и стендовом оборудовании;

– разработанные адаптивные интегрирующие системы управления могут использоваться при проектировании новых аналоговых или цифровых систем управления ВП с улучшенными эксплуатационными характеристиками.

Реализация результатов работы

Результаты диссертационной работы используются и внедрены в производственной деятельности:

– ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» при модернизации: 84 асинхронных электроприводов 15 технологических установок на основе тиристорных регуляторов напряжения для плавного пуска асинхронных электродвигателей, трех систем терморегулирования сушильных камер на основе частотно-широотно-импульсных регуляторов переменного напряжения и трех электроприводов систем электроснабжения рольгангов на основе тиристорных преобразователей постоянного тока цепи возбуждения;

– Горно-обогатительного предприятия ОАО «Магнитогорский металлургический комбинат» при модернизации преобразователей в системах электроприводов тарельчатых питателей;

– ООО Научно-технический центр «Приводная техника» (г. Челябинск) при разработке частотных преобразователей тяговых электроприводов тракторов ДЭТ-400 и высоковольтных систем плавного пуска асинхронных электродвигателей.

Результаты диссертационной работы внедрены в лабораторных стендах, серийно выпускаемых ООО Научно-производственным предприятием «Учтех-Профи» (г. Челябинск):

– однофазный активный фильтр-компенсатор и однофазное нагрузочно-питающее устройство с системами управления на базе интегрирующих РП – лабораторный комплекс «Энергосберегающая энергетическая электроника»;

– реверсивный трехфазный тиристорный преобразователь – лабораторный стенд «Электрические машины»;

– электропривод постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем и активным выпрямителем напряжения – лабораторный стенд «Системы электропривода ШИП-Д и ПЧ-АД».

Материалы диссертационной работы используются в учебном процессе при чтении лекций по курсам «Силовая электроника», «Вентильные преобразователи постоянного и переменного тока», «Элементы систем автоматизации», «Системы управления вентильными преобразователями», «Схемотехника преобразователей с высокими энергетическими показателями», а так-

же в учебных пособиях и лабораторных стендах по данным дисциплинам в ФГБОУ ВПО «Южно-Уральский государственный университет».

Диссертационная работа подготовлена в рамках реализации федеральных целевых программ (ФЦП):

- ФЦП «Развитие научного потенциала высшей школы (2006–2008 годы)» по проблеме «Разработка программно-методического обеспечения и автоматизированного лабораторного комплекса по преобразовательной технике» (госконтракт № 01/2/006 10696);

- ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» в рамках мероприятия 1.2.2 по проблеме «Энергосберегающие электроприводы на основе новых типов электрических машин и вентильных преобразователей» (госконтракт № П1442 от 03.09.2009);

- ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» в рамках мероприятия 1.2.2 по проблеме «Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжелыми условиями эксплуатации» (госконтракт № 14.740.11.1100 от 24.05.2011);

- ФЦП «Энерго- и ресурсосберегающие электроприводы нового поколения для объектов жизнеобеспечения промышленных предприятий и ЖКХ» (регистрационный № 7.3552.2011);

- Гранта президента РФ по проблеме «Энергосберегающие перспективные электроприводы переменного тока на базе интегрирующих устройств управления» (договор № 16.120.11.6780 МК–1403.2013.8 от 01.02.2013).

Апробация работы. В полном объеме работа докладывалась и обсуждалась на заседаниях кафедр: «Электропривод и автоматизация промышленных установок» ФГБОУ ВПО «Южно-Уральский государственный университет», г. Челябинск; «Автоматизированный электропривод и мехатроника» ФГБОУ ВПО «Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова», г. Магнитогорск; «Электромеханика» ФГБОУ ВПО «Уфимский государственный авиационный технический университет», г. Уфа.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях, в том числе: IV Международной конференции «Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития» (Магнитогорск, МГТУ, 2004); Международной 13–15

научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока» (Екатеринбург, УГТУ-УПИ, 2005, 2007, 2012); Международной научно-технической конференция «Состояние и перспективы развития электротехнологии» (XII, XVI Бенардосовские чтения) (Иваново, ИГЭУ, 2005, 2011); XI Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты» (Алушта, 2006); Международной научно-технической конференции «Электроэнергетика в металлургии и машиностроении» (Магнитогорск, учебный центр «Персонал», ММК, 2008); II Всероссийской научно-технической конференции «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий» (Уфа, ГОУ ВПО УГТУ, 2009); VII, IX Mezinarodni vedecko-prakticka conference «Aktuální Vymoženosti vedy – 2011, 2013» (Praha, 2011, 2013); III, IV International research and practice conference «European Science and Technology» (Munich – Germany, 2012, 2013); International research and practice conference «Science, Technology and Higher Education» (Westwood – Canada, 2012); VI Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии» (Томск, ТПУ, 2013); IV Международной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодёжи» (Новочеркасск, ЮРГПУ (НПИ) им. М.И. Платова, 2013); VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «АЭП – 2014» (Саранск, Мордовский государственный университет им. Н.П.Огарёва, 2014); ежегодных научных конференциях «Наука ЮУрГУ» (Челябинск, ЮУрГУ, 2009–2011, 2013).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 126 печатных работ, в том числе 1 монография, 35 научных статей, предусмотренных перечнем ВАК РФ, 4 статьи в Международной базе цитирования Scopus, 35 статей и тезисов докладов на научно-технических конференциях, 28 патентов РФ на изобретение и один патент РФ на полезную модель.

Личный вклад автора. В работах, выполненных в соавторстве со своим научным консультантом Цытовичем Л.И., автору принадлежат основные идеи по созданию новых структур УС, ФСУ, АЦП, датчиков электрических параметров, ПНЧ и адаптивных интегрирующих систем управления на их основе, а также результаты, относящиеся к сопоставительному анализу статических и динамических характеристик устройств систем управления ВП,

включая УС, ФСУ, АЦП и ПНЧ различных классов, разработке методики и анализа помехоустойчивости, статических и динамических показателей систем управления вентильными преобразователями на основе разработанных автором компьютерных моделей, а также результаты по внедрению ВП в лабораторных стендах.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, семи глав основного текста объемом 400 страниц, заключения, списка литературы из 353 наименований, двух приложений. Общий объем диссертации 482 страницы, включая 142 рисунка и 57 таблиц.

Соответствие научной специальности: исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, полностью соответствует формуле и области исследования, приведенной в паспорте специальности 05.09.12, в частности:

- первое, второе, третье, четвертое и пятое научные положения соответствуют п. 1;
- шестое научное положение соответствует п. 2.

Глава 1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И УСЛОВИЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДА И ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИКИ

1.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СТАЦИОНАРНЫХ И АВТОНОМНЫХ СЕТЕЙ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В настоящее время значительная доля помех на промышленных предприятиях формируется со стороны системы энергоснабжения [103, 111, 144, 254, 352]. При этом крупные предприятия тратят большую часть своей прибыли на введение новых мощностей для увеличения объемов выпускаемой продукции. Этому способствует приток иностранного капитала. Иностранные компании с целью уменьшения своих затрат на производство и транспортировку товара строят свои предприятия на территории России. Однако развитие электроэнергетической системы страны не успевает за развитием промышленности.

Качество электроэнергии [18, 104, 344] играет важную роль в обеспечении работоспособности и эффективности функционирования электрооборудования и его долголетия, особенно в области силовых регулируемых ВП, синхронизированных с сетью [105, 200, 203, 234, 250, 283] и воспринимающих помехи, распространяющиеся по элементам электрической сети [32, 157, 164, 165, 170].

Качество электроэнергии нормируется в ГОСТ Р 54149-2010 «Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего назначения» [57], где определяются показатели и нормы качества электроэнергии в электрических сетях систем электроснабжения общего назначения переменного трехфазного и однофазного тока частотой 50 Гц. Основные показатели качества электроэнергии для сетей 0,38 кВ приведены в табл. 1.1.

Однако в реальной обстановке условия ГОСТа зачастую не выполняются, и реальная промышленная или автономная сеть может оказаться существенно искаженной. Это иллюстрируется осциллограммами сети на ОАО «Магнитогорский металлургический комбинат» (рис. 1.1) по данным работ [106, 107].

Причины этих искажений в основном следующие.

Таблица 1.1

Основные показатели качества электроэнергии для сетей 0,38 кВ

Вид показателя	Параметр		
	Допустимый диапазон	Предельно допустимый диапазон	Реально существующий (предельный) в стационарных и автономных сетях
Отклонение напряжения сети ΔU от номинального значения $U_{\text{ном}}$, %	± 5 %	± 10 %	-50 %; +20 %
Отклонение частоты сети Δf , Гц	$\pm 0,2$ Гц	$\pm 0,4$ Гц	± 10 Гц
Коэффициент искажения K_U синусоидальности кривой напряжения, %	8	12	более 12
Длительность провала напряжения $\Delta t_{\text{п}}$ при понижении напряжения сети ниже уровня $0,9 \cdot U_{\text{ном}}$, с	—	от 0,01 до 60	до 60 и более
Временное перенапряжение относительно номинального значения $U_{\text{ном}}$ при превышении уровня напряжения выше $1,1 \cdot U_{\text{ном}}$, %	—	115 % до 60 с 131 % до 20 с 147 % до 1 с	120 % до 60 с и более
Импульс напряжения, кВ: – грозовой; – коммутационный	10 4,5	11 4,725	14,5 6,5
Коммутационный провал, % на эл. град	100 % на 5 эл. град	100 % на 8 эл. град	100% на 20–25 эл. град

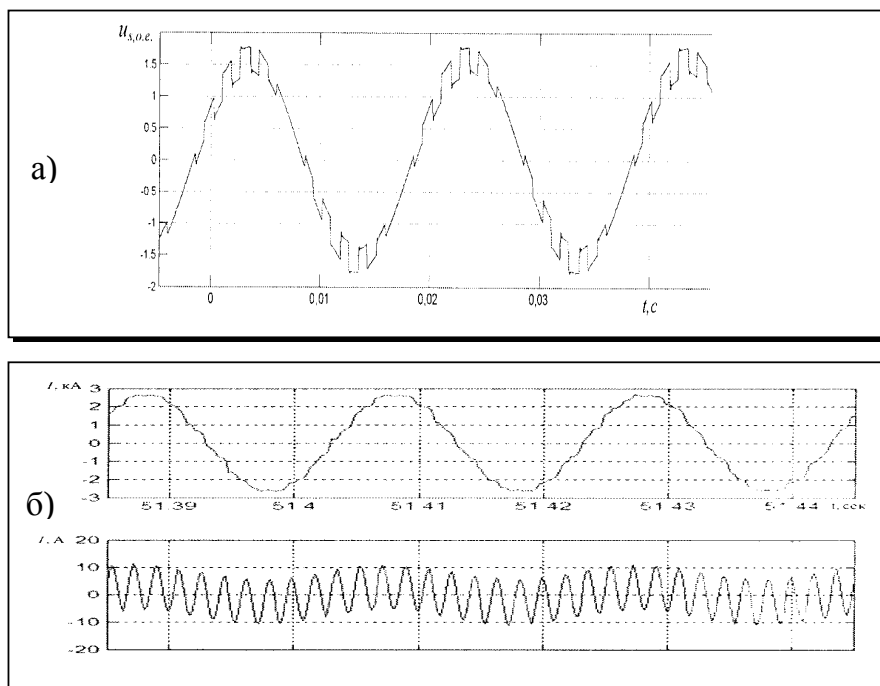


Рис. 1.1. Осциллограмма напряжения на шинах 10 кВ широкополосного стана горячей прокатки 2000 ОАО «Магнитогорский металлургический комбинат» (а), ток сети 50 Гц/10 кВ и его 11-я гармоника на стане прокатки 2000 (б)

Отклонение напряжения (рис. 1.2 а) характеризуется показателем установившегося отклонения напряжения. Для него определены нормально- и предельно допустимые значения отклонения на выводах приемников электроэнергии, соответственно, в ± 5 и ± 10 % от номинального напряжения $U_{\text{ном}}$ электрической сети. Наиболее распространенным нарушением является снижение напряжения на величину более 10 %. Длительное понижение напряжения возникает в результате перегрузки понижающего трансформатора и линии электропитания. Если потребитель находится в конце линии электропередач, то напряжение может падать до 100–150 В, особенно в часы максимального энергопотребления.

Колебания напряжения (см. рис. 1.2 а) являются следствием переменной нагрузки на сеть в результате подключения/отключения мощных технологических установок. Колебания напряжения согласно [57] не должны превышать значения ± 10 % от номинального значения $U_{\text{ном}}$.

Провал напряжения (см. рис. 1.2 б) обычно является результатом пуска мощных нагрузок или нагрузок с большим пусковым током (трансформаторы, электродвигатели и т.д.), а также возникает при неисправностях в сети, когда система защиты отключает потребителей на непродолжительное время (несколько секунд), а затем включает снова. Он характеризуется длительностью провала напряжения $\Delta t_{\text{п}}$, величина которого в электрических сетях с напряжением до 20 кВ не должна превышать 30 с. Статистически наиболее вероятны провалы длительностью от 6 до 15 с (до 50 %) и более длительные, от 21 до 30 с (около 30 %), причём глубина наиболее часто встречающихся провалов колеблется от 35 до 100 %. Длительность и уровень провала зависит также от сечения подходящих к нагрузке проводов.

Стационарное перенапряжение (см. рис. 1.2 б) возникает в результате того, что, стремясь исправить ситуацию с низким напряжением, обслуживающий персонал нередко переключает обмотки понижающего трансформатора на более высокое напряжение. В результате потребители, находящиеся рядом с подстанцией, имеют на сетевых вводах напряжение от 240 до 260 В, особенно в часы минимальных нагрузок.

Отклонение частоты напряжения в электрических сетях (см. рис. 1.2 в) характеризуется показателем отклонения частоты Δf , для которого установлены нормально- и предельно допустимые значения: $\pm 0,2$ и $\pm 0,4$ Гц, соот-

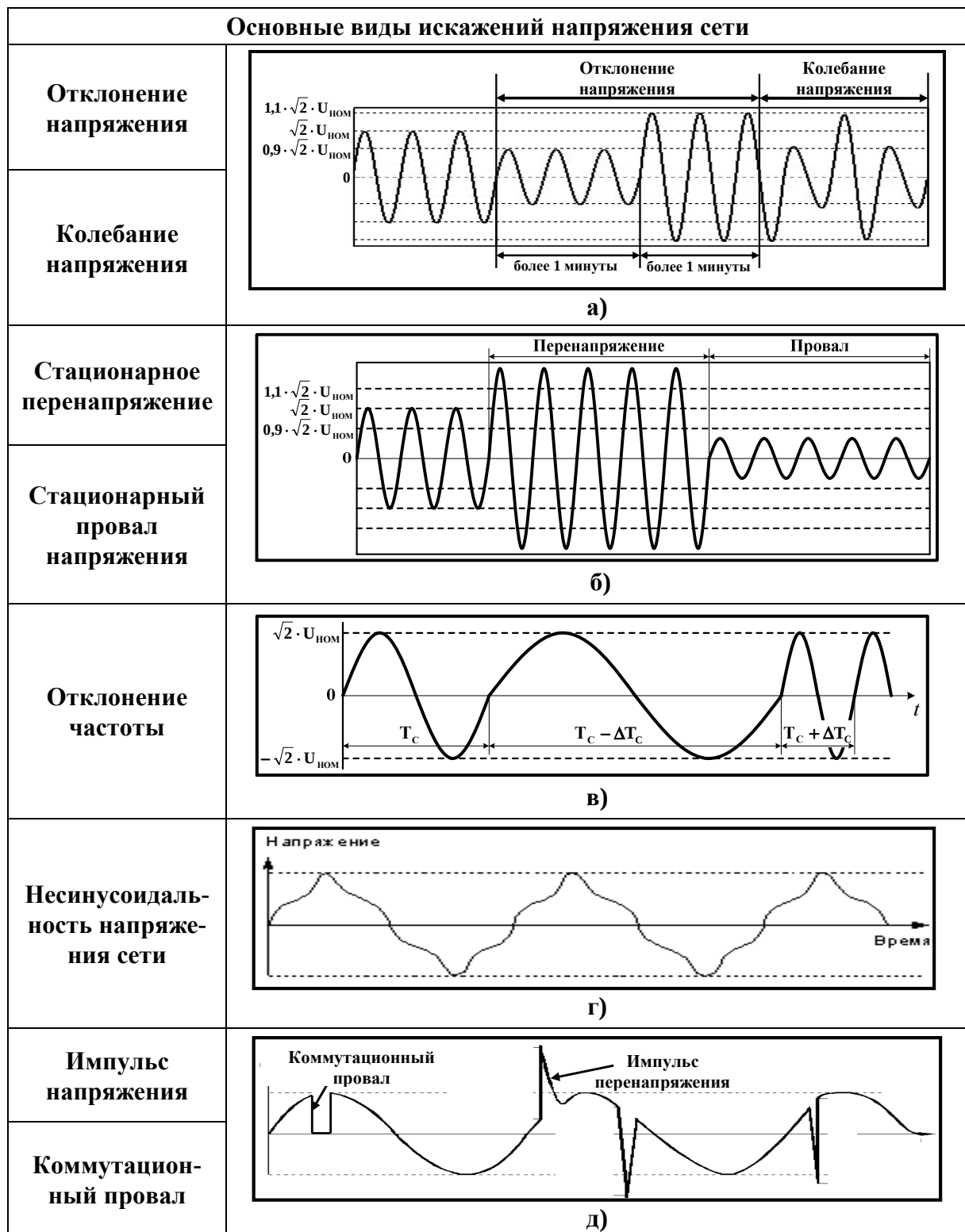


Рис. 1.2. Основные виды искажений напряжения в стационарных и автономных сетях

ветственно. Частота – общесистемный параметр, т.е. она одинакова во всех точках объединенной энергосистемы. В России, и особенно в других странах СНГ, наблюдается вид сбоя питания, совершенно неизвестный на Запа-

де. Это нестабильная частота. Самым характерным примером являлась энергосистема Грузии в 1992–1994 годах, которая в целом, видимо, была сильно перегружена, и частота в сети могла опускаться до 42 Гц. В России пониженная частота встречается довольно редко. Тем не менее, даже в Москве сотрудниками фирмы *Merlin Gerin* была, по их словам, однажды зарегистрирована частота ниже 45 Гц. Нестабильность частоты является фактором, наиболее характерным для автономных источников электропитания ограниченной мощности [101, 134, 287].

Несинусоидальность напряжения (см. рис. 1.2 г) характеризуется коэффициентом искажения синусоидальности кривой напряжения K_U и коэффициентом n -й гармонической составляющей напряжения. Нормально- и предельно допустимые значения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения должны быть не более 8 и 12 % в точках общего присоединения к электрическим сетям с напряжением 380 В. Следует отметить, что данный вид искажений характерен для сетей электроснабжения промышленных предприятий [103, 104], нелинейные нагрузки которых потребляют ток несинусоидальной формы [27, 47, 136, 218, 329] (например, бестрансформаторные источники бесперебойного питания с емкостным фильтром, компьютеры, вентильные преобразователи) и характеризуются высоким коэффициентом амплитуды тока. Известно, что даже в учебных заведениях, в полном масштабе оснащенных компьютерной техникой, при проведении лабораторных работ невозможно показать студентам синусоидальный характер напряжения сети. Кроме того, в промышленной и бытовой сферах происходит интенсивный рост числа электронной аппаратуры, функционирование которой сопровождается потреблением из сети импульсного тока и, как следствие, генерацией в сеть высших гармонических составляющих [103, 104, 345, 314], способных вызвать повреждение электрооборудования или его неправильное функционирование.

Импульс напряжения (см. рис. 1.2 д) характеризуется показателем импульсного напряжения. Значения импульсных напряжений для грозовых импульсов, возникающих в электрических воздушных и кабельных сетях 380/220, как правило, не превышают 10 и 6 кВ, соответственно [57]. Появление грозового импульса в кабельной сети возможно, если он проникает в нее из воздушной магистрали. Например, если питание на трансформатор-

ную подстанцию 10/0,38 кВ подается посредством воздушной линии, то появление грозового импульса в сети низкого напряжения 380/220 В вполне вероятно. Значения коммутационных импульсных напряжений в сети 380 В могут достигать 4,5 кВ. Причинами возникновения таких помех являются коммутации на участках линий электропередач или переменный характер работы оборудования, особенно сварочного и мощного релейно-контакторного [103, 144, 254].

Коммутационные провалы напряжения (см. рис. 1.2 д) обусловлены индуктивным характером нагрузки вентильного преобразователя (ВП) и их взаимным влиянием друг на друга. Крайне остро данная проблема проявляется в системах с питанием от автономных энергоустановок, например, на буровых комплексах, системах морского базирования, автономных транспортных объектах [31, 101, 287, 305].

Если нестабильность параметров сетевого напряжения носит «глобальный» для потребителей характер, то «внутри» каждого потребителя возникают свои дополнительные локальные проблемы, связанные с помехоустойчивостью элементов и систем управления технологическими процессами в целом. Специфика технологических установок, в частности вентильных электроприводов, состоит в том, что источниками помех для них являются как информационные, так и силовые преобразовательные устройства (табл. 1.2) [32, 157, 164, 166, 169, 170, 307].

Таблица 1.2

Основные источники помех и причины их появления в системах ВЭП

Основные источники помех в системах ВЭП	Причина появления помехи
Коммутирующие устройства постоянного и переменного тока (контакты, реле, рубильники)	Скачок напряжения (тока)
Управляемые и неуправляемые выпрямители тока	Пульсации выпрямленного напряжения (тока)
Преобразователи частоты с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ)	Последовательность импульсов напряжения (тока)
Непосредственные преобразователи частоты на основе выпрямителей тока	Пульсации напряжения (тока)
Электрические машины постоянного тока, тахогенераторы	Коммутационные, зубцовые и обратные пульсации напряжения на якоре машины
Генераторы несущей частоты датчиков технологических параметров, программируемые контроллеры	Амплитудно-импульсная модуляция напряжения

Высокочастотный спектр, генерируемый силовой частью ВП, через паразитные индуктивные и емкостные связи между кабельными коммуникациями [164, 166, 254, 337] воздействует на информационные входы слабых элементов электроники, вызывая тем самым нарушение работоспособности не только соседних элементов автоматики, но и непосредственно системы управления самого ВП.

На рис. 1.3 показаны спектральные характеристики выходных ЭДС основных элементов схем управления ВЭП, выступающих в роли источников помех [32, 157, 164, 299, 329]. Здесь $\bar{E}_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ВЫХ}}/E_{\text{Б}}$ – амплитуда гармонических составляющих выходных ЭДС элементов в относительных единицах (для вентильных преобразователей за базовую величину $E_{\text{Б}}$ принята максимальная выпрямленная ЭДС выпрямителя, для остальных – номинальные значения); $f_{\text{Г}}$ – частота гармоник.

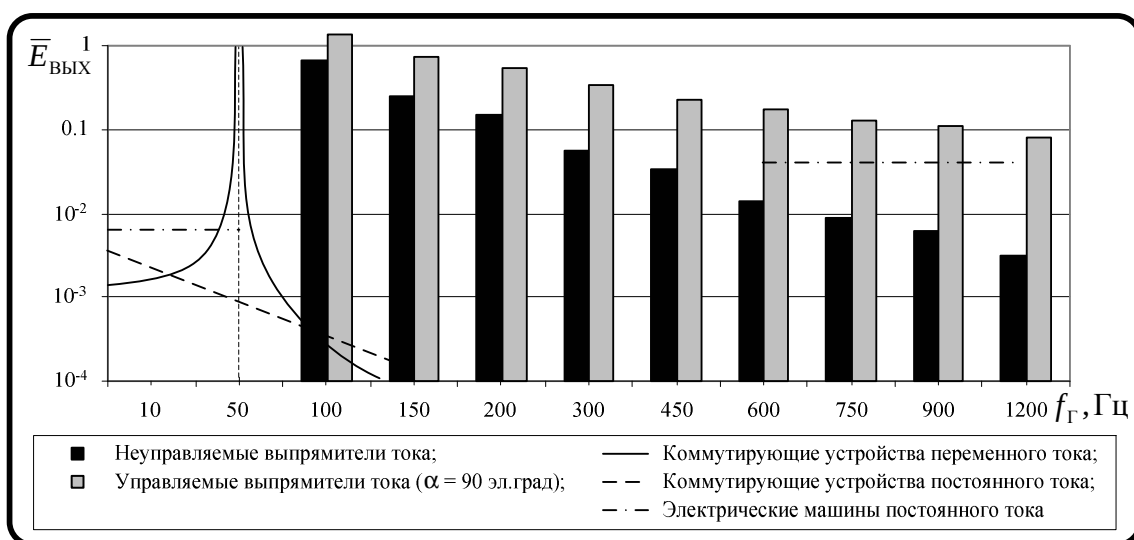


Рис. 1.3. Спектральные характеристики выходных ЭДС основных источников помех

За последнее время резко возрос уровень высокочастотных помех с частотным спектром, лежащим выше 5,0 кГц и, в ряде случаев, затрагивающим диапазон, близкий к радиочастотам. Причина заключается в устойчивой за последние несколько лет тенденции перевода значительной части промышленных механизмов на электроприводы переменного тока с управлением от преобразователей частоты (ПЧ), работающих в режиме высокочастотной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с несущей частотой 2–10 кГц и выше [15, 35, 151, 157, 222, 227, 237, 275, 289, 348]. Работа ПЧ, как генера-

торов помех для систем промышленной автоматики, к настоящему времени изучена в недостаточной мере, тем не менее, их влияние на работу ВП уже сегодня проявляется достаточно убедительно, особенно в системах с питанием от сети ограниченной мощности [101, 287, 352].

Как показывает практика, наибольшее влияние на ВЭП оказывают гармонические помехи [157, 164, 165, 166, 170], которые могут привести к:

- паразитной низкочастотной амплитудной модуляции выходного сигнала схем управления, например, фазосдвигающих и модулирующих устройств [71, 75, 147], когда высокочастотная помеха преобразуется в низкочастотный сигнал на выходе импульсной системы и полностью отрабатывается системой управления. Это, как правило, приводит к неработоспособности силового ВП, либо резкому ухудшению показателей качества процесса регулирования [80, 87, 97];

- изменению статических и динамических характеристик отдельных элементов и замкнутой системы электропривода в целом, особенно контуров регулирования, содержащих каналы дифференцирования информативных воздействий [157, 164, 166];

- полной неработоспособности схемы управления и возникновению на объектах аварийных ситуаций, опасных как для технологического оборудования, так и для обслуживающего персонала [157, 164].

Это свидетельствует о том, что в схемах вентильного электропривода необходимо особое внимание уделять подавлению гармонических помех, частотный спектр которых находится в диапазоне 50–1200 Гц, и импульсных помех, генерируемых высокочастотными силовыми преобразователями на полностью управляемых вентилях в области от единиц до десятков кГц. Поэтому в области ВЭП и технологической автоматики проблема помехоустойчивости отдельных элементов и системы управления в целом сохраняется актуальной до настоящего времени.

Основные пути проникновения помех в каналы управления САУ приведены в табл. 1.3 [164, 166, 254, 337].

Как показано в работах [157, 164, 166, 169], электростатические составляющие помех в различных схемах управления достигают (50–70) % от общего уровня помех, магнитостатические – (30–45) % и гальванические – (2–5) %. На основании этих данных можно сделать вывод, что при выборе

способов подавления влияния помех в различных схемах управления необходимо уделить внимание в первую очередь борьбе с электростатическими помехами, а затем магнитостатическими. Гальванические составляющие помех незначительны.

Таблица 1.3

Основные пути проникновения помех в каналы управления САУ

Основные пути проникновения помех		Причина возникновения
	Гальванические	Возникают за счёт непосредственного подключения через линию связи входной цепи элемента схемы управления к цепи другого элемента, играющего роль источника помех
	Электростатические	Обусловлены электрической составляющей электромагнитного поля и возникают, за счет, существования паразитных емкостей между отдельными элементами схемы
	Магнитостатические	Обусловлены магнитной составляющей электромагнитного поля и появляются за счет существования паразитных взаимных индуктивностей между отдельными элементами схемы

Подавление помех в ВЭП производится в основном двумя путями: за счет применения пространственного и энергетического разделение линий связи [37, 169, 254], экранирования [161, 164, 169, 254], заземление общей точки схемы управления [37, 164, 169, 254] и т.д. (пассивные методы) и элементной базы, которая в силу свойств, присущих некоторым способам обработки информации, обладает собственной высокой помехоустойчивостью (активные методы).

К числу основных недостатков пассивных способов борьбы с помехами [37, 60, 161, 164, 169] следует отнести не только высокие экономические и трудовые затраты при их реализации, но и отсутствие на стадии проектирования полной уверенности в том, что меры, принятые по борьбе с помехами, в период наладки и эксплуатации системы регулирования окажутся эффективными.

Способы активного подавления источников помех с помощью различных стационарных фильтров как на входах систем управления, так и в силовых цепях ВП [111, 150, 164, 169, 251, 254, 287, 352] и устройств гальванического разделения каналов передачи информации [125, 164, 251, 336] по существу являются более универсальными, но не всегда эффективными.

Рассмотрим ВП (рис. 1.4 а), где неотъемлемой частью его системы управления (СУ), кроме информационного канала управления, является канал синхронизации с сетью. Как правило, подобные каналы (см. рис. 1.4 а) реализуются на основе обычных или регенеративных компараторов [200, 201, 203, 234, 250, 259, 274, 275]. При этом канал синхронизации в каждый момент времени осуществляет непосредственное сравнение гармонического сигнала, функцию которого выполняет напряжение сети, с заранее заданными порогами переключения $\pm b$ компаратора К (см. рис. 1.4 б, в), а информационный канал управления – непосредственное сравнение сигнала управления с пилообразным напряжением (см. рис. 1.4 д, е), формируемым генератором пилообразного напряжения (ГПН) и синхронизированным с напряжением сети при помощи сигнала установки (см. рис. 1.4 г) с выхода генератора коротких импульсов ГКИ (см. рис. 1.4 а). Формирование и распределение импульсов управления по соответствующим силовым ключам ВП осуществляется в блоке формирователя-распределителя ФР (см. рис. 1.4 а).

В дальнейшем устройство, осуществляющее синхронизацию системы управления с сетевым напряжением, будем называть устройством синхронизации, а устройства, которые регулируют угол управления α_y (см. рис. 1.4 е) или длительность открытого состояния силового ключа в блоке силовых вентилей (БСВ) – фазосдвигающим устройством или импульсным модулятором (ИМ) соответственно.

Для защиты синхронизирующего и информационного каналов управления от помех в серийно выпускаемых вентильных преобразователях на их входах, как правило, включают стационарные сглаживающие фильтры, например, первого порядка [101, 113, 123, 133, 140, 152, 200, 250].

Однако зачастую подобный способ защиты ВП от внешних воздействий оказывается малоэффективным по следующим причинам.

Во-первых, пути проникновения помех мало предсказуемы, и вполне вероятна ситуация, когда они, минуя фильтр, через паразитные емкостные связи C_{Π} будут воздействовать непосредственно на канал синхронизации или управления ВП (см. рис. 1.4 а). На промышленных объектах это, как правило, приводит к аварийному срабатыванию защит ВП и его отключению и, как следствие, росту затрат на выпускаемую продукцию.

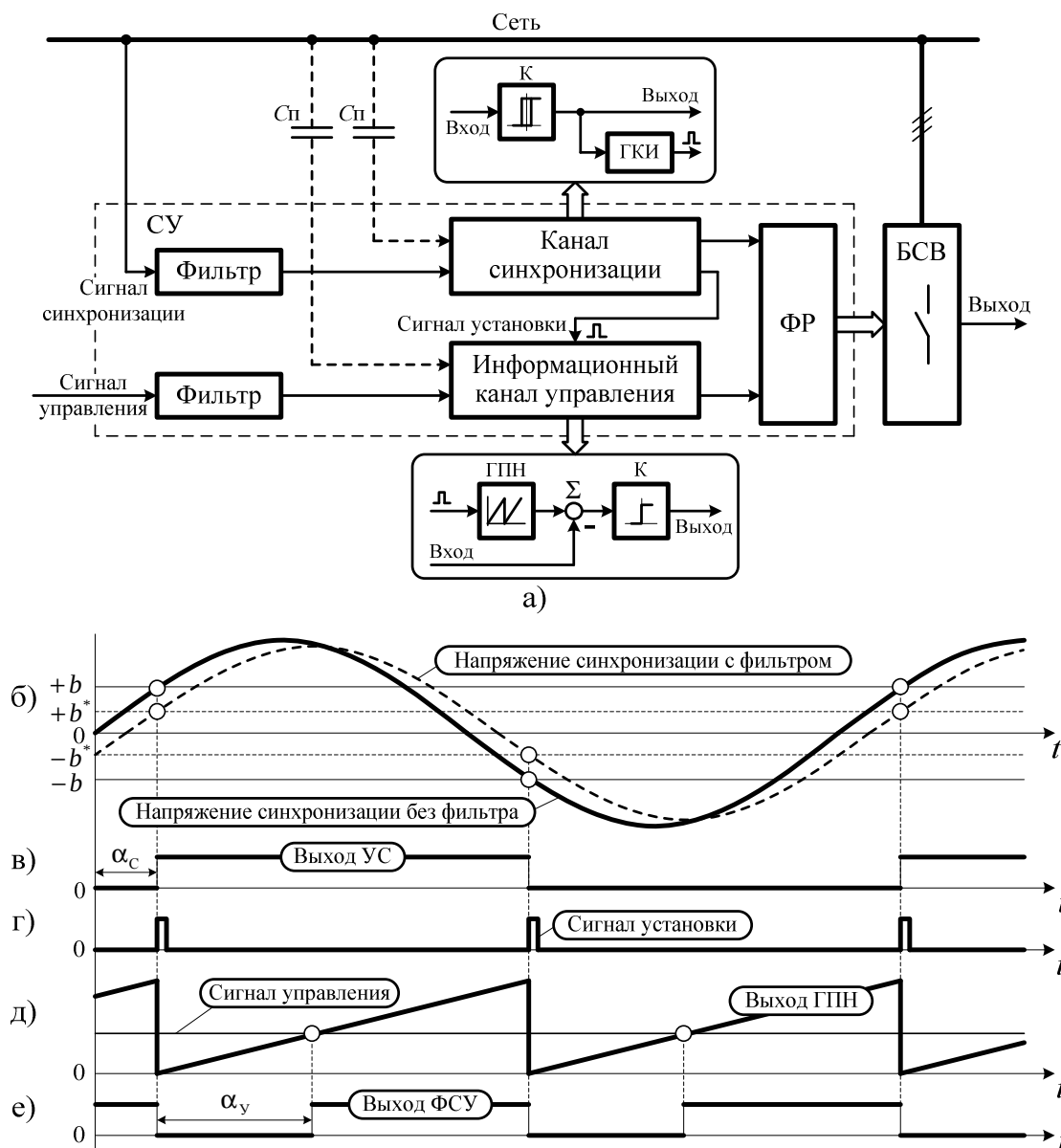


Рис. 1.4. Функциональная схема вентильного преобразователя ведомого сетью к пояснению путей проникновения помех со стороны сети (а) и временные диаграммы сигналов его системы управления (б–е)

Во-вторых, стационарные фильтры выбираются для данной конкретной электромагнитной обстановки на объекте и в основном по критерию минимизации их влияния на динамику ВЭП. Однако при введении дополнительных мощностей на предприятии эта электромагнитная обстановка меняется, что зачастую влечет за собой трудоемкую перенастройку существующих систем управления технологическими процессами.

Следует отметить, что стремление подавить помеху на входе канала управления с помощью фильтра неизбежно приводит к ухудшению быстродействия всей системы, а в канале синхронизации это способствует сни-

жению помехоустойчивости самого компаратора, что иллюстрируется диаграммами сигналов на рис. 1.4 б. Так, при отсутствии фильтра для получения начального угла синхронизации α_c необходимы пороги переключения $\pm b$. Установка фильтра приводит к уменьшению амплитуды синхронизирующего воздействия на входе компаратора К и к его фазовому запаздыванию (см. рис. 1.4 б, пунктир). В результате, для сохранения значения α_c необходимо либо повысить входное напряжение, что не всегда технически реализуемо, либо снизить пороговые уровни компаратора до уровня $\pm b^*$, что ведет к потере его начальной помехоустойчивости. Кроме того, наличие фильтра делает весьма проблематичным применение подобных каналов синхронизации в ВП, работающих в условиях нестационарности параметров сети, когда нестабильность как амплитуды, так и частоты напряжения приводит к появлению ошибки угла синхронизации α_c на выходе УС (см. п. 3.3.1, табл. 3.2) и, как следствие, ограничению диапазона регулирования угла управления силовыми ключами ВП, а также аварийным ситуациям на промышленных объектах, например, по причине опрокидывания ведомого инвертора (см. п. 6.2.1).

Следует также помнить, что сбой в работе канала синхронизации приводит не только к нарушению логического алгоритма управления силовыми ключами ВП, но и неизбежно влияет на информационный канал передачи сигнала управления через контур установки нулевых начальных условий в фазосдвигающем устройстве (см. рис. 1.4 а, г) [75, 97].

Крайне остро проблема помехоустойчивости процесса преобразования полезной информации стоит в ВЭП с автономными источниками электропитания ограниченной мощности [25, 31, 101, 134, 287], где одиночная или совместная работа ВП вызывает значительный рост коммутационных искажений и нестабильности напряжения сети. Исследования, проведенные на объектах подобного класса по методике [157, 164, 166], показали (рис. 1.5), что основной частотный диапазон сигналов помех находится в зоне 50–3000 Гц, а их уровень зависит от режимов работы ВЭП и резко возрастает при совместном функционировании ВП, а также увеличении нагрузки на сеть (рис. 1.5 б).

Таким образом, основная причина потока отказов ВП на объектах с подобной спецификой заключается в низкой помехоустойчивости системы

управления и отсутствии средств адаптации ее характеристик к сложным условиям эксплуатации силовых управляемых преобразователей. Так, например, серийно выпускаемые тиристорные преобразователи [133, 140, 200, 201, 203, 250, 274] допускают отклонение частоты сети от номинального значения в пределах (3–5) % и уровень коммутационных искажений до 100 % на 3–5 эл. град. В то же время исследования, проведенные на буровых станках с дизель-генераторными силовыми установками, показали, что на объектах подобного типа отклонение частоты сети достигает 25 % при коммутационных провалах напряжения на уровне 100 % на 10–15 эл. град. Аналогичная картина имеет место и в электроприводах судовых механизмов, транспортных машинах специального назначения, в оборудовании для сельского хозяйства и т.д., где электропитание осуществляется от автономных источников, либо от систем электроснабжения ограниченной мощности.

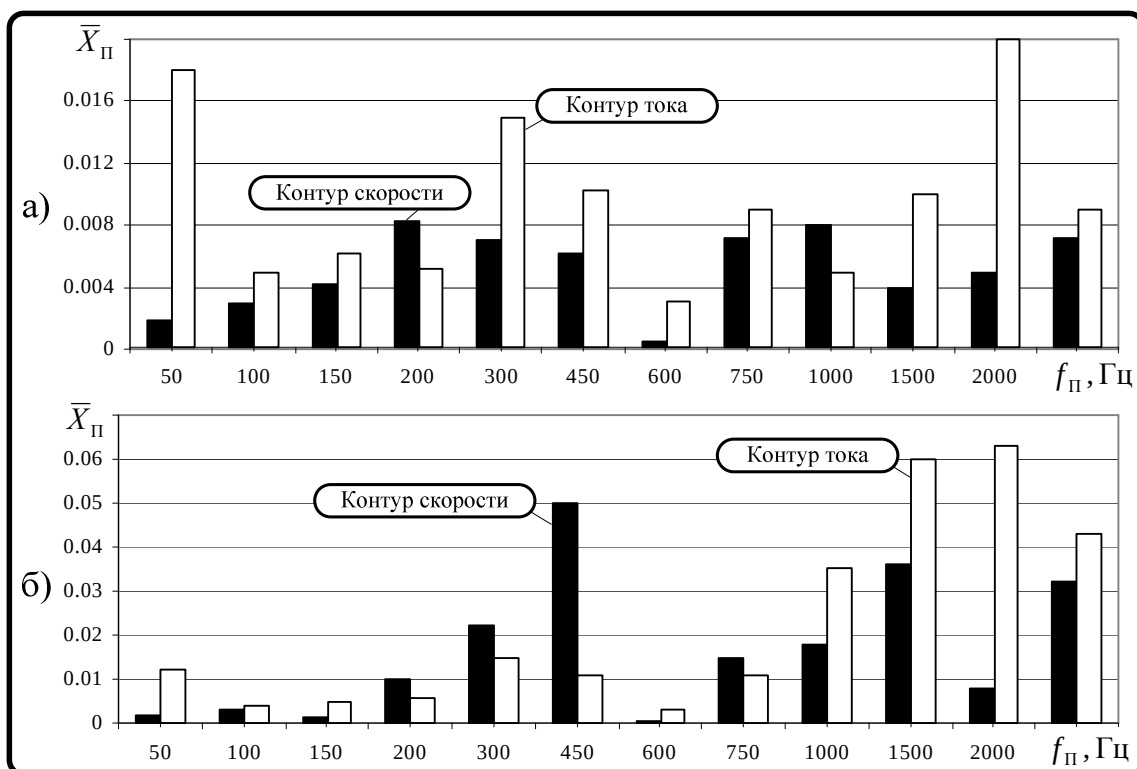


Рис. 1.5. Спектральные характеристики сигналов помех системы управления электроприводом бурового станка СКБ-7 с дизель-генераторной силовой установкой при одиночной (а) и совместной (б) работе преобразователей ($\bar{X}_\Pi = |A_\Pi/A|$ – нормированное значение амплитуды сигнала помехи; A – допустимый диапазон изменения сигнала управления на входе регулятора САУ; f_Π – частота сигнала помехи)

Проблема электромагнитной совместимости силовых ВП [111, 124, 145, 150, 215, 226, 254, 304, 319, 343] усугубляется также тем, что непродуманный перенос на цифровые алгоритмы обработки данных известных аналоговых способов управления силовыми преобразователями в надежде улучшить качественные показатели системы управления в целом может вызвать обратный эффект. Причина зачастую заключается в том, что простой перенос на язык «цифры» аналоговых принципов построения вносит в систему дополнительную составляющую дискретизации сигнала управления, определяемую тактовой частотой цифровой системы. Высокочастотные помехи, например, от преобразователя частоты, попадающие в этот диапазон частот преобразуются цифровым контуром в сигналы замедленной дискретизации, частотный спектр которых лежит в области рабочих частот системы управления [71, 97]. По этой причине подобные составляющие не поддаются подавлению, так как отсутствуют критерии, по которым они могут быть «отделены» от полезного сигнала управления.

В соответствии с изложенным, актуальной является задача анализа статических и динамических, причем в широком частотном диапазоне, характеристик различных устройств управления ВП с целью выбора такого алгоритма построения системы управления силовым преобразователем, который при простоте технической реализации обеспечивал бы высокую статическую и динамическую точность преобразования сигнала управления, обладая при этом повышенной степенью помехоустойчивости, а также способностью адаптироваться к изменяющимся параметрам напряжения сети, что особенно актуально для энергосистем с автономным питанием.

Таким образом, проведенный анализ показал следующее:

- современные энергосистемы как стационарного, так и автономного базирования характеризуются высоким уровнем нестабильности параметров напряжения сети и искажений с трудно предсказуемыми параметрами, зачастую выходящими за допустимые нормы и играющими роль дестабилизирующих факторов в работе не только ВП, но и технологических установок в целом;

- высокий уровень и широкий частотный спектр сигналов помех, генерируемых как со стороны сети, так и непосредственно информационными и силовыми элементами систем управления, не позволяет осуществить их

эффективное и гарантированное подавление в случае изменения электромагнитной обстановки на объекте, например, из-за ввода новых промышленных мощностей;

– обеспечение высокой надежности работы силовых ВП невозможно без построения их систем управления на основе элементной базы, в основе которой лежат способы преобразования информации, способные адаптироваться к нестабильным параметрам напряжения сети и помехам, генерируемым как со стороны источника электроснабжения, так и элементов вентильного электропривода.

1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Многообразие ВП в системах электропривода и технологической автоматики иллюстрируется классификационной таблицей на рис. 1.6.

По назначению ВП [53, 68, 110, 135, 218, 248, 285, 333, 327, 341, 301, 350] делятся на выпрямители (преобразование переменного тока в постоянный), инверторы (преобразование постоянного тока в переменный), преобразователи частоты (преобразование переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты), регуляторы переменного напряжения (изменение величины переменного напряжения, частота и число фаз остаются неизменными), преобразователи постоянного напряжения или широтно-импульсные преобразователи (изменение величины постоянного напряжения), компенсаторы и активные фильтры (устройства, улучшающие качество напряжения в сети).

В свою очередь выпрямители подразделяются на **управляемые выпрямители тока** и **активные выпрямители напряжения (тока)**. На сегодняшний день управляемые выпрямители тока [45, 46, 109, 126, 205] широкое применение получили в регулируемом электроприводе постоянного тока [63, 133, 233, 234, 252, 312], а активные выпрямители [15, 102, 110, 146, 148] – в качестве силового источника электропитания в двухзвенных преобразователях частоты. Активные выпрямители в отличие от обычных выпрямителей обеспечивают высокие энергетические показатели в сети, такие как коэффициент мощности и $\cos\phi$ во всех режимах работы электропривода.

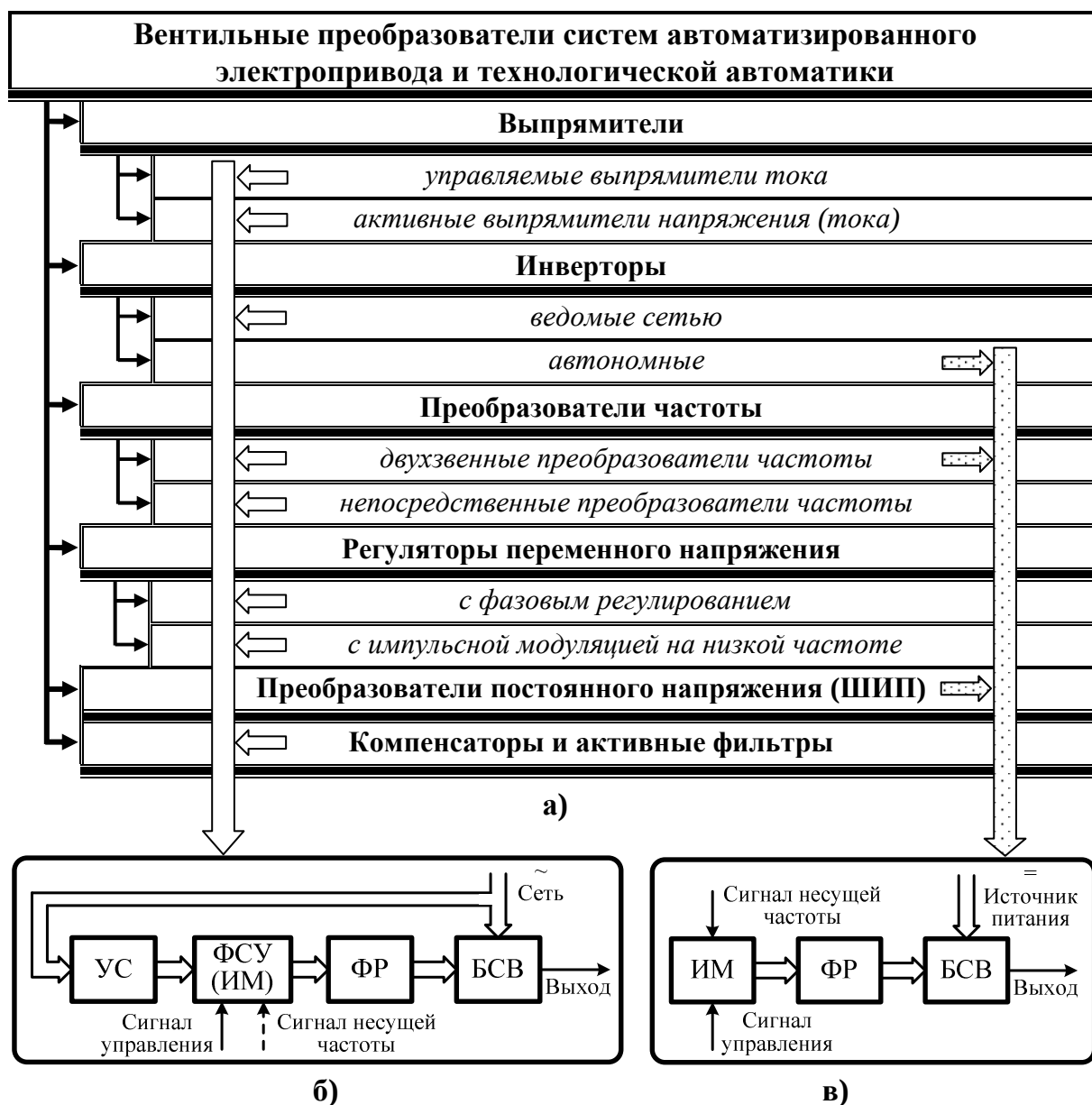


Рис. 1.6. Классификация силовых вентильных преобразователей систем электропривода и технологической автоматики (а) и обобщенная структура ВП, синхронизированного с сетью (б) и автономного (в) (УС – устройство синхронизации; ФСУ (ИМ) – фазосдвигающее устройство (импульсный модулятор); ФР – формирователь-распределитель импульсов управления; БСВ – блок силовых вентилей)

Для преобразования постоянного тока в переменный применяют инверторы, которые делятся на ведомые и автономные (см. рис. 1.6 а). **Ведомые инверторы** [53, 109, 126, 217, 220, 333, 338], главным образом, применяются в электроприводе постоянного тока, когда нужно отдать механическую энергию, запасенную в маховых частях электродвигателя и рабочей машины, обратно в сеть. **Автономные инверторы** [44, 53, 110, 146, 151, 154, 205, 218, 237, 290, 302, 306, 322, 326, 328, 334, 342] используются для полу-

чения регулируемой частоты в электроприводах переменного тока, а также для получения более высоких частот в электротермических и электротехнологических установках [213, 214, 245, 308].

В настоящее время большое распространение среди ВП получили **преобразователи частоты (ПЧ)**, которые применяются в частотно-регулируемом электроприводе переменного тока [35, 43, 137, 138, 233, 237, 286, 289, 300, 303]. По построению ПЧ могут быть разбиты на два типа: **двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ)** и **непосредственные преобразователи частоты (НПЧ)**.

В ДПЧ [53, 146, 154, 227, 237, 301] первое звено представляет собой выпрямитель тока (управляемый или неуправляемый) с фильтром на выходе или активный выпрямитель напряжения (тока), позволяющий возвращать электрическую энергию обратно в сеть, а второе – автономный инвертор на основе инверторов напряжения или тока.

НПЧ, как правило, выполняются на основе двухкомплектных выпрямителей тока [105, 291, 301, 338] и позволяют получить на выходе частоты только меньшие входных. Переход на полностью управляемые ключи переменного тока, обладающие двухсторонней проводимостью, позволяет преодолеть указанный частотный предел. Такая возможность позволила создать новый тип активных преобразователей с непосредственной связью, подробно рассмотренных в работах [15, 284, 316, 323, 335, 340, 349]. На сегодняшний день такие преобразователи пока не получили широкого промышленного применения.

Регуляторы переменного напряжения обеспечивают изменение действующего напряжения на нагрузке за счет фазового управления. Широкое применение такие регуляторы получили в устройствах для плавного пуска асинхронных электродвигателей [26, 39, 202, 224, 268, 283, 311]. С целью улучшения энергетических показателей в сети для регулирования инерционных объектов, например печей сопротивления и других технологических установок используют регуляторы переменного напряжения с импульсной модуляцией на низкой частоте [54, 273, 324].

Преобразователи постоянного напряжения или широтно-импульсные преобразователи (ШИП) получили широкое применение в импульсных источниках питания систем управления и автоматики [27, 38,

47, 158], а также в регулируемом электроприводе постоянного тока [33, 53, 56, 259].

Компенсаторы и активные фильтры [34, 52, 176, 216, 218, 219, 255, 258, 295, 296], главным образом, применяются для повышения энергетических показателей и качества напряжения в сети за счет компенсации реактивной мощности или мощности искажения, которую потребляют из системы электроснабжения нелинейные нагрузки, в том числе и силовые ВП.

По способу синхронизации все ВП можно разделить на два класса: **синхронизированные с сетью** (см. рис. 1.6 б) и **автономные** (см. рис. 1.6 в).

Независимо от функционального назначения и способа синхронизации, все перечисленные ВП (см. рис. 1.6 а) относятся к классу импульсных систем, динамика которых определяется частотой несущих колебаний f_0 [97, 250]. Импульсная модуляция в ВП может осуществляться на **основной частоте** синхронно с напряжением сети, когда $f_0 = 2 \cdot f_c$, на **высокой частоте** $f_0 \gg 2 \cdot f_c$ и **низкой частоте** $f_0 \ll 2 \cdot f_c$, где f_c – частота напряжения сети [54].

Модуляцию на основной частоте в литературе принято называть **фазовым управлением** [68, 113, 152, 200, 203, 218], а устройство, регулирующее угол открытия силовыми тиристорами, – **фазосдвигающим устройством** ФСУ (см. рис. 1.6 б). В этих системах управления в качестве силовых ключей используются тиристоры с естественной коммутацией. Фазовое управление широко применяется в управляемых выпрямителях тока, инверторах ведомых сетью, непосредственных преобразователях частоты, построенных на основе выпрямителей тока, регуляторах переменного напряжения с фазовым регулированием, тиристорных компенсаторах реактивной мощности и т.д. (см. рис. 1.6 а). В системах управления с фазовым управлением может использоваться только широтно-импульсная модуляция. Основные классификационные признаки систем управления ВП приведены на рис. 1.7.

Импульсная модуляция на высокой или низкой частотах используется как в преобразователях, синхронизированных с сетью, так и автономных (см. рис. 1.7) и реализуется на основе любого закона модуляции: широтно-импульсного, частотно-импульсного или частотно-широтно-импульсного [47, 154, 158, 218, 308]. Такой способ управления в литературе принято называть **импульсным управлением** [151, 154, 218, 259], а устройство, регу-

лирующее длительность открытого состояния силового ключа, – **импульсным модулятором** ИМ (см. рис. 1.6 б, в). Такие системы управления строятся на основе ключей с полной управляемостью – транзисторов или запираемых тириستоров.

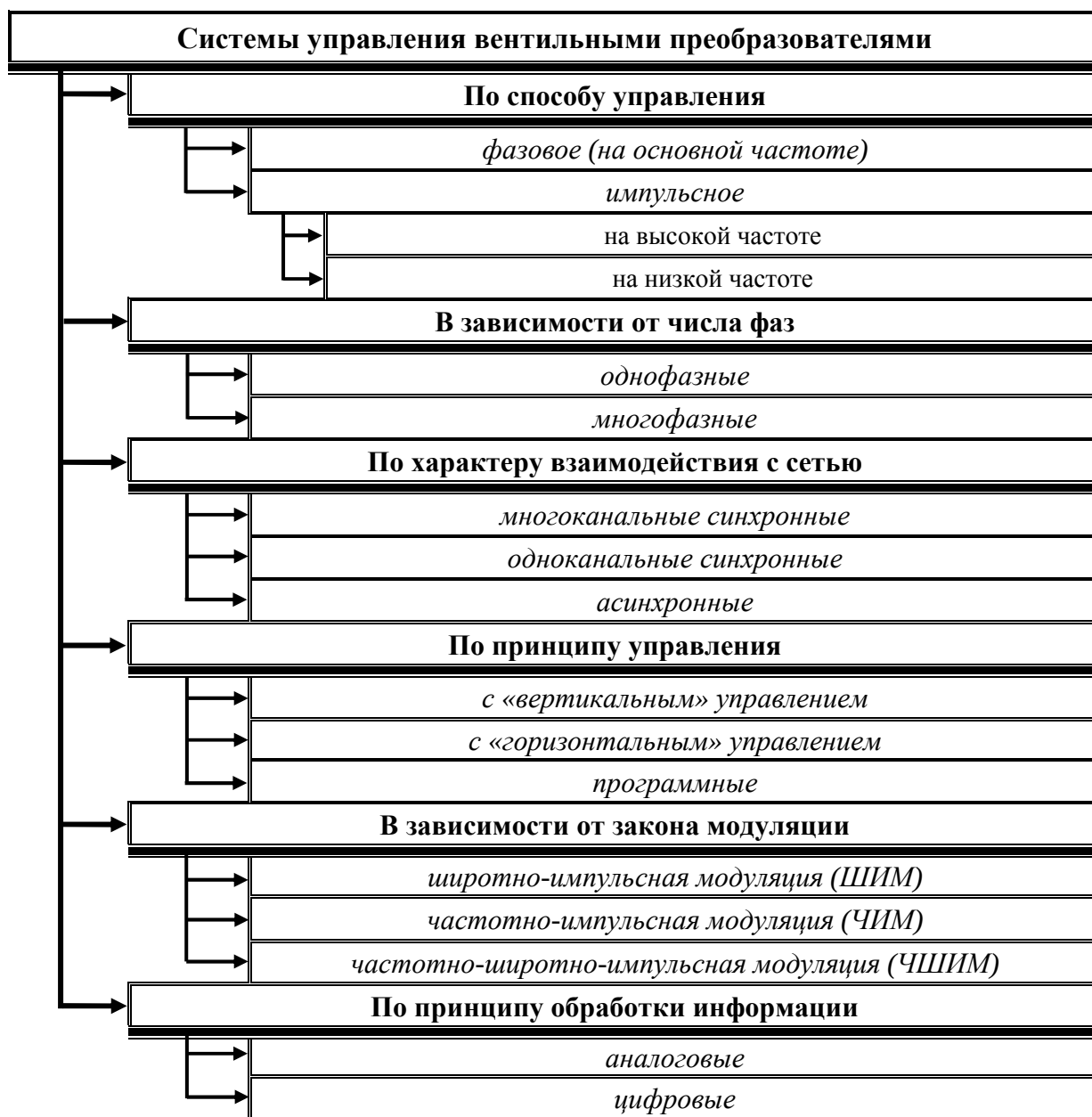


Рис. 1.7. Классификация систем управления вентильными преобразователями

В зависимости от числа фаз напряжения сети и конфигурации силовой схемы вентильного преобразователя системы управления подразделяются на **однофазные** и **многофазные** (см. рис. 1.7). К первой группе относятся СУ, управляющие работой, например, однополупериодным или двухполупериодным выпрямителями или однофазными автономными инверторами

напряжения и др. СУ, входящие в состав ВП, где силовой блок выполнен, например, по трехфазной мостовой или нулевой схемам относятся к разряду многофазных.

По характеру взаимодействия с напряжением сети различают многоканальные и одноканальные синхронные, а также асинхронные системы импульсно-фазового управления (СИФУ) [68, 110, 113, 133, 152, 163, 203, 218, 234, 250, 259].

Многоканальные синхронные СИФУ (рис. 1.8) – это системы, в которых количество каналов управления соответствует числу фаз напряжения сети, причем каждый из них синхронизирован с соответствующей фазой напряжения сети. Из всех возможных вариантов СИФУ многоканальные синхронные системы обладают максимальным быстродействием.

Их основным недостатком является взаимная асимметрия импульсов управления по каждому из каналов (порядка 0,5–3 эл. град), обусловленная естественным разбросом характеристик каналов управления, а также степенью искажения параметров напряжения сети. Это приводит к несимметрии интервалов коммутации и, следовательно, к появлению нежелательных гармоник в выходном напряжении или токе преобразователя.

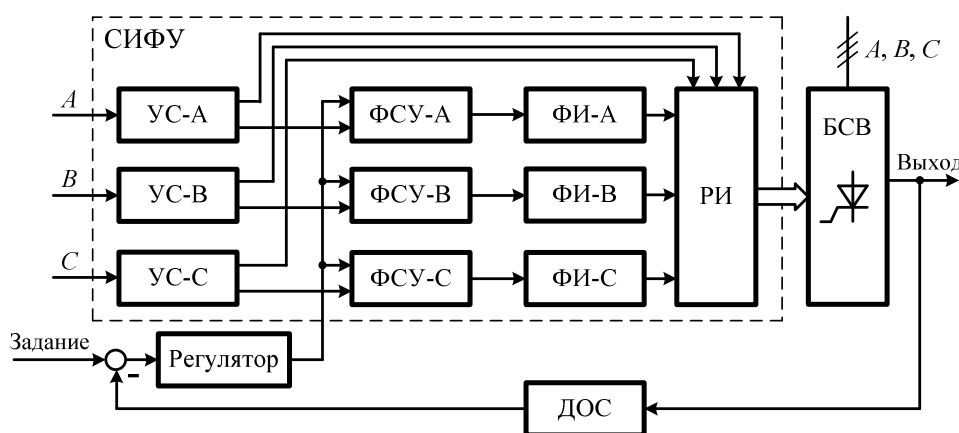


Рис. 1.8. Функциональная схема многоканальной синхронной системы импульсно-фазового управления вентильным преобразователем

(УС – устройство синхронизации; ФСУ – фазосдвигающее устройство; ФИ – формирователь импульсов управления; РИ – распределитель импульсов управления; БСВ – блок силовых вентилей; ДОС – датчик обратной связи)

Одноканальные синхронные СИФУ (рис. 1.9) отличаются тем, что в них угол управления силовыми вентилями формируется одним и тем же фазосдвигающим устройством ФСУ, поэтому их основным преимуществом

по сравнению с многоканальными синхронными системами управления является высокая степень симметрии импульсов управления (менее 0,5 эл. град), обусловленная, главным образом, погрешностями устройств синхронизации УС-А, УС-В и УС-С. Очевиден и существенный недостаток таких систем, связанный с ограниченным диапазоном регулирования угла управления, который может быть расширен, например, за счет последовательно включенных ячеек задержек в ФСУ, что неизбежно сказывается на быстродействии СИФУ в целом.

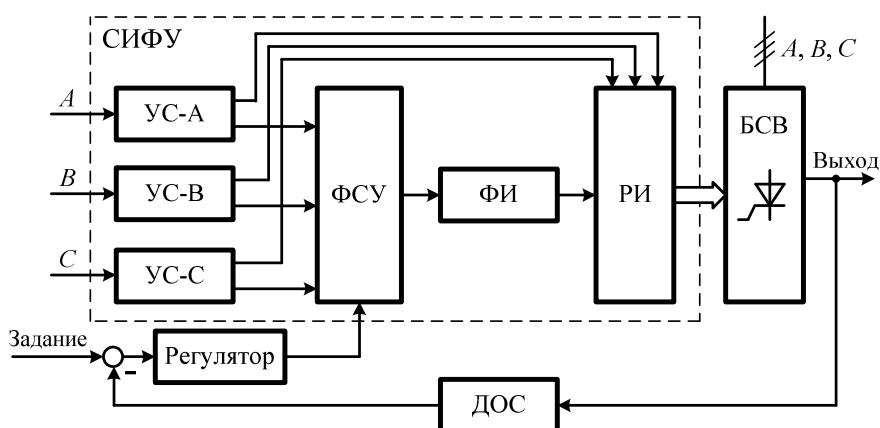


Рис. 1.9. Функциональная схема одноканальной синхронной системы импульсно-фазового управления вентильным преобразователем

Наибольшее применение одноканальные синхронные СИФУ находят в системах с программным принципом управления [233].

Асинхронные СИФУ (рис. 1.10) выполняются на основе замкнутой следящей системы регулирования, в которой отсутствуют узлы синхронизации ФСУ с сетью. Регулирование угла управления силовыми вентилями осуществляется с помощью регулируемого по частоте генератора импульсов ГИ под действием сигнала рассогласования (разности) между сигналом задания и средним

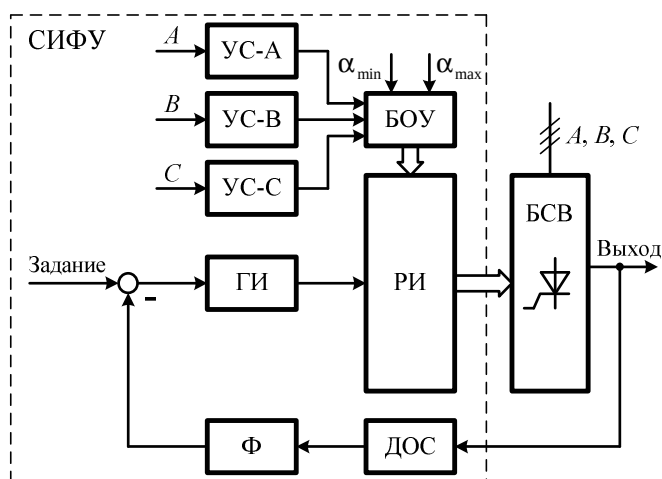


Рис. 1.10. Функциональная схема асинхронной системы импульсно-фазового управления вентильным преобразователем (БООУ – блок ограничения углов; Ф – фильтр)

значением выходного напряжения (тока) ВП.

Основным достоинством рассматриваемого принципа управления является способность системы работать при любой реально возможной форме (искажения) напряжения сети. Но, несмотря на кажущуюся простоту, асинхронным СИФУ присущ ряд недостатков, среди которых следует отметить сложность обеспечения устойчивой работы устройства при отклонениях частоты питающего напряжения, особенно в динамических режимах, а также необходимость ограничения углов управления $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ с целью предотвращения «опрокидывания» выпрямителя при его работе в инверторном режиме, что требует синхронизации СИФУ с сетью, например, при помощи устройств синхронизации УС-А, УС-В и УС-С (см. рис. 1.10).

По этим причинам асинхронные системы управления не получили широкого распространения в СИФУ ведомых сетью ВП а, главным образом, используются для управления автономными преобразователями, например, широтно-импульсных, автономных инверторов напряжения и т.д.

В **асинхронных СУ** автономными ВП (рис. 1.11) [33, 146, 151, 259] регулирование длительности открытого состояния силовых ключей в БСВ производится путем сравнения сигнала пилообразной развертки в импульсном модуляторе ИМ и выходного напряжения регулятора. Частота переключения силовых вентилей задается генератором несущей частоты f_0 . Связь с сетью чаще всего осуществляется, например, через неуправляемый выпрямитель и сглаживающий фильтр.

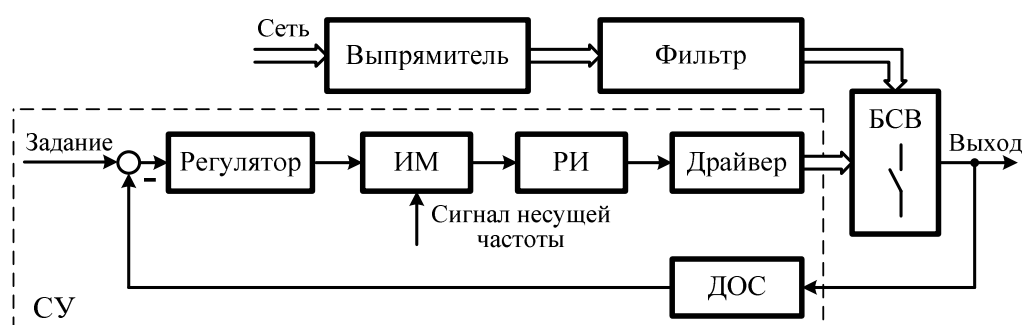


Рис. 1.11. Функциональная схема асинхронной системы управления автономным вентильным преобразователем

В соответствии с изложенным, в системах с фазовым управлением ВП наибольшее применение получили многоканальные синхронные СИФУ,

позволяющие получить наибольшее быстродействие процесса управления исполнительным механизмом.

Типовые СИФУ ВП (см. рис. 1.7) по принципу управления делятся на системы с «вертикальным» и «горизонтальным» управлением [113, 152, 203, 232, 242, 250].

В системах с **«вертикальным» управлением** сигнал развертки (или входной сигнал) смещаются друг относительно друга в вертикальной плоскости (рис. 1.12 а). При этом приращению $\Delta X_{\text{ВХ}}$ соответствует приращение $\Delta\alpha$ угла регулирования (длительности открытого состояния) ключами БСВ.

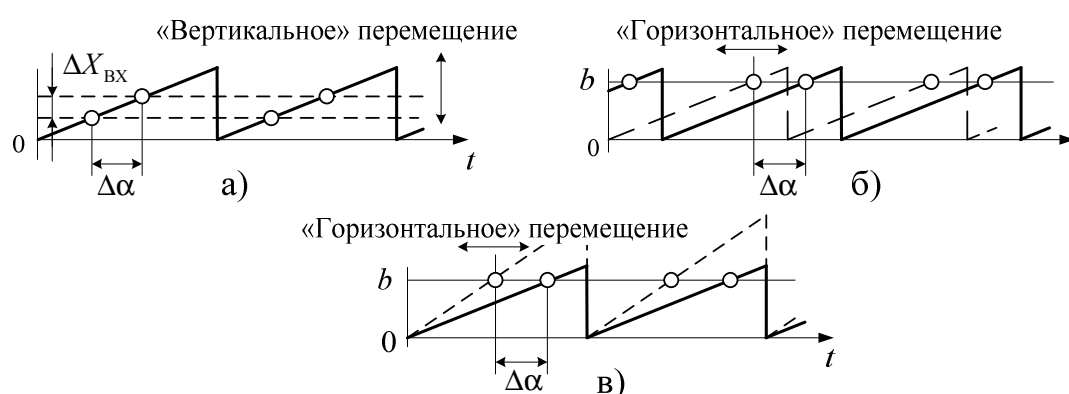


Рис. 1.12. Временные диаграммы сигналов при «вертикальном» (а) и «горизонтальном» (б, в) принципах управления СИФУ

В системах с **«горизонтальным» управлением** сигнал пилообразной развертки смещается относительно порогового значения « b » в горизонтальной плоскости (см. рис. 1.12 б), либо имеет зависимость от входного воздействия крутизну нарастающего фронта (см. рис. 1.12 в).

В СИФУ с **программным** управлением [168, 223, 233, 238] ФСУ как таковое отсутствует, а угол управления БСК задается программным путем по заранее заданному закону регулирования.

В зависимости от вида модуляции в системах управления ВП может применяться: **широтно-импульсная (ШИМ), частотно-импульсная (ЧИМ) и частотно-широтно-импульсная (ЧШИМ) модуляции** [47, 68, 154, 218, 264].

В настоящее время в силовых ВП наибольшее применение получила **ШИМ**, когда частота f_0 переключения силовых вентилях остается постоянной, а меняется только длительность их открытого состояния. В этом случае частотный спектр пульсаций выходного напряжения имеет известные

составляющие, что значительно облегчает задачу подавления пульсаций и выбора частоты преобразования энергии из условия наименьшего влияния на другие ВП.

ЧШИМ применяется в преобразователях переменного напряжения с релейно-токовым управлением [218, 231, 237]. В таких системах несущая частота f_0 постоянно меняется в процессе работы, что усложняет задачу настройки параметров электромагнитных фильтров, применяемых для подавления высших гармоник в выходном сигнале ВП, но способствует уменьшению коммутационных потерь в силовых ключах в среднем на 20–40 % по сравнению с ШИМ [98].

ЧИМ наибольшее применение получил в системах управления резонансными инверторами и стабилизаторах напряжения на их основе [27, 47, 158, 218, 245, 308].

Системы управления принято различать по принципу обработки информации и подразделять на **аналоговые** и **цифровые** (см. рис. 1.7) [200, 201, 233, 250, 259]. В настоящее время большинство современных систем управления ВП реализуются программным способом на основе микроконтроллеров [23, 42, 278].

Таким образом, сравнивая обобщенные функциональные схемы ВП (см. рис. 1.8–1.11), нетрудно прийти к выводу, что основное влияние на метрологические и эксплуатационные характеристики систем управления преобразователями будут оказывать технические возможности УС, ФСУ (ИМ) и датчиков технологической информации, а также степень их взаимодействия и восприимчивости к сигналам внешних помех и параметрам сети.

Несмотря на достаточное многообразие возможных вариантов систем управления (см. рис. 1.7), в настоящее время отсутствуют исследования, где с единых методологических позиций был бы произведен сравнительный анализ характеристик различных вариантов их построения, причем не только отдельных ее элементов, но и в составе всего комплекса ВП. Если задачи, связанные с несовершенством элементной базы систем управления – первая группа источников ошибки (рис. 1.13), решены достаточно полно [200, 201, 203, 233, 250, 259, 280, 281] и их техническая реализация не вызывает каких-либо затруднений, то проблемы поведения систем управления и отдельных ее элементов, например, устройств синхронизации, фазосдви-

гающих устройств (импульсных модуляторов) при отклонениях параметров напряжения сети и внешних помехах – вторая группа источников ошибки (см. рис. 1.13) до настоящего времени во многом остаются открытыми и требуют детального анализа и поиска высокоэффективных путей своего решения.

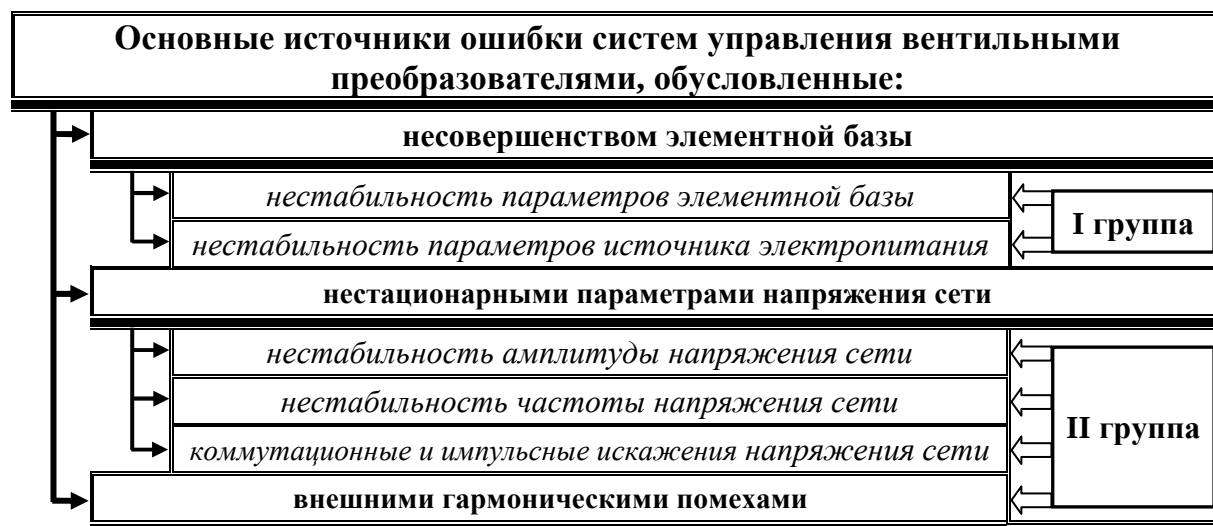


Рис. 1.13. Основные источники ошибки систем управления вентильными преобразователями

Кроме того, задача построения ВП с высокими динамическими характеристиками тесно увязывается с необходимостью разработки высокостабильных каналов «датчик – АЦП», обладающих также повышенной помехоустойчивостью в сочетании с простотой технической реализации.

Практика показывает [62, 153, 155, 239, 240, 265, 279], что одним из направлений поиска путей решения данных вопросов следует считать область развертывающего преобразования информативных сигналов, обладающую широкими функциональными возможностями в сочетании с присущей ей простотой технической реализации большинства способов обработки информации.

1.3. РАЗВЕРТЫВАЮЩЕЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КАК СРЕДСТВО ПОВЫШЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ ИНФОРМАЦИОННОЙ И СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Теория и практика слаботочных информационно-измерительных развертывающих преобразователей (РП), насчитывающих не один десяток принципиально отличающихся друг от друга способов развертывающего

преобразования, широко развита в трудах Мартяшина А.И., Темникова Ф.Е., Смолова В.Б., Угрюмова Е.П., Шахова Э.К., Шляндина В.М., Конюхова Н.Е., Кобзева А.В., Цытовича Л.И. и целого ряда других авторов [41, 59, 62, 131, 153, 155, 207, 239, 240, 264, 265, 279]. При этом рассматриваются вопросы статической и динамической точности РП применительно к задачам в области построения узлов и приборов информационно-измерительной техники, которая не страдает специфическими для вентильного электропривода проблемами, где в едином замкнутом комплексе работают различные по функциональному назначению слаботочные и мощные преобразовательные устройства.

В настоящее время в системах управления вентильными электроприводами и технологической автоматике наибольшее распространение получили РП с широтно-импульсной модуляцией первого (ШИМ-1) и второго (ШИМ-2) рода, осуществляющие выборку мгновенных значений информативного воздействия [154, 200, 203, 238, 242, 250, 259, 274].

РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (рис. 1.14 а) реализуются по разомкнутой структуре и, как правило, содержат генератор развертывающей функции ГРФ, сумматор Σ и релейный (фиксирующий) элемент РЭ. Здесь под действием входного сигнала $X_{ВХ}$ происходит вертикальное относительно нуля смещение развертывающей функции $R(t)$ и изменение коэффициента заполнения импульсов на выходе РП. РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 отличаются только формой сигнала $R(t)$, который для ШИМ-1 имеет вид «пилы» с дискретным фронтом (см. п. 2.1, рис. 2.2 в), а для ШИМ-2 – симметричного пилообразного напряжения (см. п. 2.1, рис. 2.2 г).

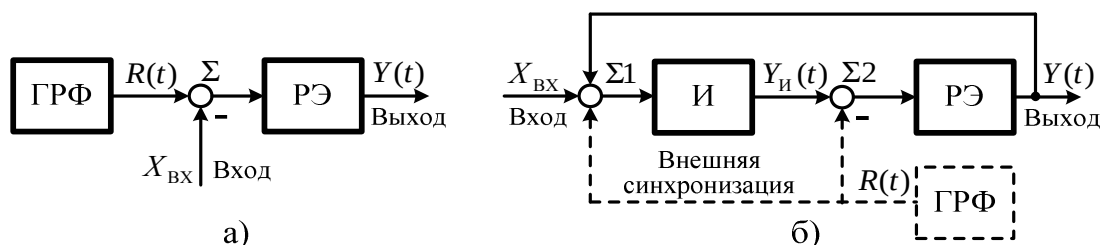


Рис. 1.14. Функциональные схемы развертывающих преобразователей: с выборкой мгновенных значений сигнала управления (а) и интегрирующий (б)

Применительно к системам вентильного электропривода развертывающие преобразователи с ШИМ-1 наибольшее распространение получили в

ВП с фазовым управлением [113, 152, 200, 203, 242, 250, 274], а РП с ШИМ-2 – в силовых преобразователях с импульсным регулированием [151, 154, 237, 259].

Следует отметить, что в ВП с фазовым управлением для синхронизации СИФУ с напряжением сети также применяются РП с ШИМ [200, 203, 250, 274] с той лишь разницей, что здесь отсутствует информационный вход для сигнала управления $X_{вх}$, а функцию развертки $R(t)$ выполняет непосредственно напряжение сети (см. рис. 1.14 а).

Спецификой развертывающих преобразователей, по сравнению с линейными системами, является то, что их частотный диапазон преобразования сигнала управления имеет две принципиально отличные друг от друга области частот: область достоверной передачи сигнала управления (ОДП) и область частот замедленной дискретизации (ОЗД) [16].

В ОДП преобразуемый входной сигнал восстанавливается из потока выходных импульсов по множественному массиву отсчетов $T[1]$, $T[2]$, ..., $T[n]$, соответствующих окончанию очередного полного цикла развертывающего преобразования (интервала дискретизации), когда между входной и выходной координатами развертывающей системы существует однозначная связь (см. рис. 1.15 а).

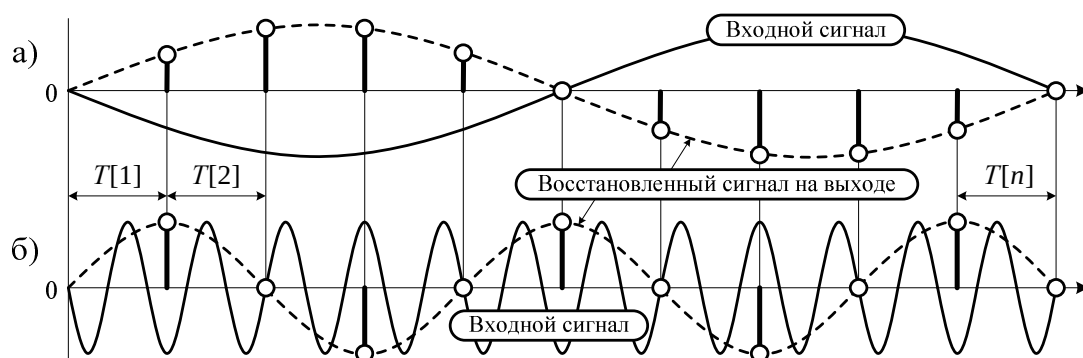


Рис. 1.15. К пояснению режимов работы развертывающих преобразователей: область достоверной передачи (а) и замедленной дискретизации (б) входного воздействия

По мере увеличения частоты входного сигнала развертывающая система оказывается в ОЗД, где высокочастотная входная координата преобразуется в сигнал с инфранизкой или нулевой частотой (см. рис. 1.15 б). Это происходит вследствие того, что отсчеты $T[1]$, $T[2]$, ..., $T[n]$, производимые РП, берутся медленнее, чем это необходимо для достоверного воспроизведения

частоты входного воздействия. Данный режим наиболее сильно проявляется в РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 на основе выборки мгновенных значений сигнала управления, когда на их выходах формируется низкочастотный сигнал, спектр которого соответствует зоне рабочих частот сигнала управления ВП, а амплитуда соизмерима с величиной сигнала на входе [71, 89, 90, 313]. Поэтому данные типы РП, широко применяемые в системах управления ВП, обладают низкой помехоустойчивостью по отношению к высокочастотным помехам, выходящим за границы несущей частоты f_0 импульсной системы. Границей раздела ОДП и ОЗД является известное из теоремы В.А. Котельникова соотношение $f_{\text{ГР}} = 0,5 \cdot f_0$ [16].

Следует отметить, что в серийно выпускаемых ВП отечественного и зарубежного производства способ развертывающего преобразования на основе выборки мгновенных значений сигнала управления также широко применяется и при построении каналов синхронизации. Это приводит к сбоям работы систем управления ВП по причине коммутационных искажений [203], а также отклонений амплитуды и частоты напряжения сети [97, 129].

Одним из наиболее эффективных способов повышения статической и динамической точности систем управления, линий связи [22, 67, 298, 315] и контрольно-измерительной аппаратуры, а также их помехоустойчивости являются способы интегрирующего развертывающего преобразования [59, 62, 81, 155, 207, 239, 240, 264, 265, 279]. При этом в большинстве случаев основу развертывающих устройств составляет базовая структура интегрирующего развертывающего преобразователя, включающая в себя сумматор $\Sigma 1$, интегратор и релейный элемент РЭ с симметричной относительно «нуля» петель гистерезиса (см. рис. 1.14 б). РП представляет собой замкнутую автоколебательную систему с частотно-широотно-импульсной модуляцией, анализ статических и динамических характеристик которой подробно проведен в [74, 265]. С помощью данной структуры была решена проблема помехоустойчивости таких элементов вентильного электропривода как регуляторы и датчики обратных связей [264, 265].

Одним из наиболее примечательных качеств замкнутого интегрирующего РП является его способность синхронизироваться внешним сигналом $R(t)$ при помощи ГРФ (см. рис. 1.14 б), переходя из режима ЧШИМ в режим ШИМ. Возможны различные варианты режимов синхронизации (рис.

1.16), включающие как воздействие сигнала синхронизации $R(t)$ на информационный вход РП, так и во внутренний контур на вход РЭ (см. рис. 1.14 б). Форма синхронизирующего воздействия также носит многообразный характер – от синусоидального до пилообразного сигналов.

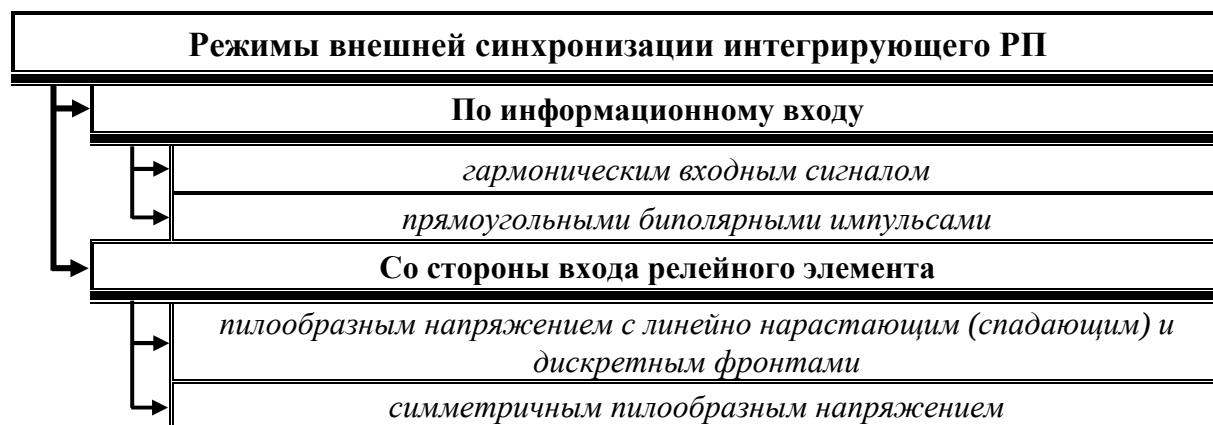


Рис. 1.16. Основные режимы внешней синхронизации интегрирующего частотно-широотно-импульсного развертывающего преобразователя

В настоящее время практически отсутствуют исследования возможностей применения интегрирующих развертывающих систем, синхронизированных внешними воздействиями, в системах управления ВП, например, в качестве устройств синхронизации, фазосдвигающих устройств, импульсных модуляторов, датчиков технологической информации, аналого-цифровых преобразователей и т.д., что требует детального изучения их свойств и характеристик.

Интегрирующее развертывающее преобразование, отличаясь простотой технической реализации, обладает не только высокими метрологическими характеристиками [41, 207, 265, 279], но и повышенной помехоустойчивостью, что достигается за счет наличия интегратора в прямом канале регулирования (см. рис. 1.14 б).

Покажем это на простом примере. Пусть на вход интегратора подается гармонический сигнал помехи $X_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \cdot \sin[(2\pi t/T_{\Pi}) + \varphi]$ с амплитудой A_{Π} , частотой $(T_{\Pi})^{-1}$ и произвольной начальной фазой φ . Тогда среднее значение сигнала $X_{\Pi}(t)$ за время интегрирования t_{Π} равно

$$Y_{0(\Pi)} = \frac{1}{T_{\Pi}} \cdot \int_0^{t_{\Pi}} A_{\Pi} \cdot \sin[(2\pi t/T_{\Pi}) + \varphi] dt = \frac{A_{\Pi} \cdot \sin[(\pi t_{\Pi}/T_{\Pi}) + \varphi] \cdot \sin[\pi t_{\Pi}/T_{\Pi}]}{(\pi T_{\Pi}/T_{\Pi})}, \quad (1.1)$$

где T_{Π} – постоянная времени интегрирования интегратора.

Будем считать, что время интегрирования $t_{\text{и}}$ равно постоянной времени $T_{\text{и}}$, а величина $Y_{0(\Pi)}$ достигает максимума по модулю при $\varphi = \pm\pi k$, $k = 0, 1, 2, \dots$ – целое число. Тогда коэффициент передачи помехи

$$k_{\Pi} = \left| \frac{Y_{0(\Pi)}}{A_{\Pi}} \right| = \frac{\sin^2[\pi\bar{F}]}{\pi\bar{F}}. \quad (1.2)$$

Здесь $\bar{F} = t_{\text{и}}/T_{\Pi}$ – нормированное значение частоты помехи $(T_{\Pi})^{-1}$ по отношению к времени интегрирования $t_{\text{и}}$.

Решение (1.2) представлено в виде графика $k_{\Pi} = f(\bar{F})$ (рис. 1.17), анализ которого позволяет сделать следующие выводы:

– при $\bar{F} = 0, 1, 2, \dots$, когда время интегрирования $t_{\text{и}}$ равно или кратно периоду помехи T_{Π} , переменный гармонический сигнал $X_{\Pi}(t)$ на выходе интегратора полностью подавляется ($k_{\Pi} \rightarrow 0$);

– сигнал помехи $X_{\Pi}(t)$ на выходе интегратора ослабляется тем сильнее, чем больше его частота $\bar{F}$.

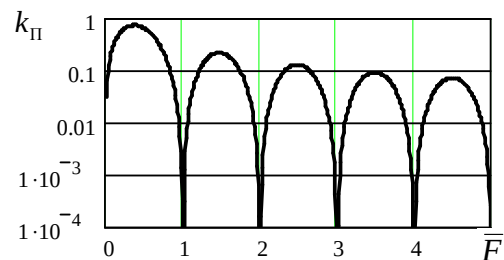


Рис. 1.17. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента подавления помехи на выходе интегратора

Если говорить о технической реализации интегрирующих РП, то они могут быть реализованы как на аналоговых элементах, так и с помощью современных цифровых алгоритмов преобразования управляющих воздействий. При этом следует помнить, что построение любой системы или устройства должно базироваться на критерии разумной достаточности, когда обеспечивается компромисс между сложностью технической реализации объекта, его точностью, помехоустойчивостью, надежностью, то есть тем комплексом показателей, который определяют эксплуатационную надежность реализуемого способа преобразования информации [148, 165, 167]. Ключевым элементом интегрирующих развертывающих систем является интегратор, который может быть реализован в аналоговом, либо в цифровом виде [38, 41, 61, 62, 279].

Аналоговые интеграторы (АИ), безусловно, предельно просты, надежны, и имеют максимально возможное быстродействие. Основными составляющими их погрешности являются аддитивная ошибка, зависящая от

дрейфовых параметров операционного усилителя (ОУ) и ошибки, определяемые характеристиками интегрирующего конденсатора и монтажа схемы [38, 156, 265, 279].

Цифровые интеграторы (ЦИ) по уровню дрейфовых составляющих погрешности процесса интегрирования практически не отличаются от аналоговых, так как любой ЦИ содержит аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи, в состав которых входят ОУ с теми же источниками дрейфа «нуля», что и в аналоговом интеграторе [28, 38, 59, 159, 160]. По уровню насыщенности элементной базой ЦИ оказываются, не менее чем на порядок выше АИ и, следовательно, уступают ему по показателям надежности [24, 148, 277]. Кроме этого, следует помнить, что ЦИ обладают погрешностью дискретизации, свойственной любой импульсной системе. При этом сигнал высокочастотной помехи, находящийся в области частот замедленной дискретизации ЦИ, может вызвать появление ошибок в виде низкочастотных составляющих, которые неразличимы на фоне полезного сигнала управления и, в силу этих причин, неподдающийся фильтрации.

Таким образом, рассматривая варианты технической реализации каналов интегрирования в развертывающих системах, можно сделать однозначный вывод в пользу АИ как средства достижения компромисса между точностью и надежностью.

Если говорить о системах управления ВП, то здесь нужно придерживаться комбинированного способа их технической реализации, сочетающего в себе как аналоговые, так и цифровые принципы обработки информации. Так, если обратиться к СИФУ, где процесс обработки информации, в частности в ФСУ, базируется на цифровых принципах работы с данными, то в любом случае оказывается, что УС, ДОС будут представлять собой тот или иной вариант аналого-цифрового преобразователя, а в канале «ФСУ–ФИ–РИ–БСВ» реализуется процесс цифро-аналогового преобразования, так как сигналы синхронизации СИФУ (напряжение сети) и выходная координата ВП (напряжение, ток) являются аналоговыми величинами.

С учетом вышеизложенного, в первую очередь возникает необходимость в развитии теории развертывающих систем и единого методического подхода в создании, как устройств, так и систем управления ВП на их основе с применением таких способов развертывающего преобразования, кото-

рые обеспечивали бы способность ВП работать в сложных условиях промышленной эксплуатации, адаптироваться к нестабильным параметрам систем электроснабжения, высокому уровню и широкому частотному спектру сигналов внешних помех.

1.4. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

С учетом вышеизложенного, основная цель и задачи исследований сводятся к этапам, показанным на рис. 1.18.

Безусловно, конечной целью данной работы является создание предпосылок для запуска в производство отечественной промышленностью конкурентоспособных и патентнозащищенных систем управления силовыми ВП, адаптивных к внешним помехам и нестабильным параметрам источника электроснабжения.

Достижение этой, в определенном смысле амбициозной цели, невозможно без развития теории разворачивающихся систем применительно к управлению силовыми ВП. Здесь потребуются исследование весьма сложных процессов, происходящих в импульсных системах, в частности, режимов замедленной дискретизации, динамических спектров разворачивающихся систем различного класса, сравнительная оценка показателей различных законов модуляции и т.д. Для решения столь объемных по своей сути задач, в первую очередь, необходимо создать единую методику сравнительного анализа характеристик устройств и систем управления ВП, которая позволила бы корректно сравнивать технические показатели порой различных по своему принципу действия элементов и систем управления ВП. Во-вторых, решение вопросов, связанных с динамикой разворачивающихся систем в широком частотном диапазоне, динамический спектральный анализ и целый ряд других вопросов невозможны без создания библиотеки математических моделей, содержащих полный набор не только функциональных элементов систем управления, но и вентильных преобразователей в целом.

Цель исследований	
Развитие теории разветвляющихся систем и создание на ее основе адаптивных к внешним помехам и нестабильным параметрам источника электроснабжения, конкурентоспособных и патентнозащищенных систем управления силовыми вентильными преобразователями	
Задачи исследований	
→	Развитие теории разветвляющихся систем путем выбора методов исследований и создания на их основе единой методики и математических моделей для сопоставительного анализа статических и динамических характеристик устройств систем управления ВП, в основе которых лежат различные способы разветвляющегося преобразования и законы модуляции, обеспечивающие режим адаптации системы управления ВП к возмущениям со стороны внешних источников помех и источников электроснабжения
→	Сравнительный анализ на основе разработанной методики и математических моделей статических и для широкого частотного диапазона гармонического воздействия динамических характеристик: → различных законов модуляции, в основе которых лежат интегрирующее разветвляющееся преобразование и разветвляющееся преобразование с выборкой мгновенных значений сигнала управления; → статического и динамического спектра, формируемого различными законами модуляции и способами разветвляющегося преобразования при гармоническом входном сигнале в широком частотном диапазоне; → существующих и впервые созданных устройств и систем синхронизации, в основе которых лежат различные способы разветвляющегося преобразования; → существующих и впервые созданных фазосдвигающих устройств, в основе которых лежат различные способы разветвляющегося преобразования; → преобразователей напряжения в частоту импульсов различного класса для новых типов число-импульсных ФСУ и АЦП, выбор путей повышения их статической и динамической точности
→	Создание единой методики сопоставительного анализа статических и динамических характеристик разомкнутых и замкнутых систем управления ВП при широком частотном диапазоне изменения сигнала управления и реальных видах искажений, существующих в промышленных сетях электроснабжения
→	Сравнительный анализ статических и динамических характеристик ВП постоянного и переменного тока при различных способах разветвляющегося преобразования, реализуемых в их системах управления, с учетом возмущающих воздействий со стороны информационного и синхронизирующих каналов системы управления
→	Разработка по результатам теоретических исследований практических рекомендаций по созданию систем управления ВП с высокими эксплуатационными показателями
→	Создание адаптивных к нестабильным параметрам источника электроснабжения опытных образцов ВП с повышенной помехоустойчивостью на основе адаптивных интегрирующих систем управления для электроприводов и технологических установок постоянного и переменного тока и их экспериментальные исследования в условиях действующего производства с целью подтверждения достоверности результатов теоретических исследований

Рис. 1.18. Цель и задачи исследований

ВЫВОДЫ

1. Дан анализ состояния энергосистем стационарного и автономного базирования, который показал, что они характеризуются высоким уровнем нестабильности параметров напряжения сети и искажений с трудно предсказуемыми параметрами, зачастую выходящими за допустимые нормы и играющими роль дестабилизирующих факторов в работе не только ВП, но и технологических установок в целом.

2. Проведен анализ современного состояния проблемы электромагнитной совместимости элементов систем управления вентильными преобразователями, определены уровни и частотный спектр помех, оказывающих наибольшее влияние на работу ВП. Показано, что электромагнитная обстановка на промышленных предприятиях сильно зависит от режимов работы ВЭП и резко возрастает при совместном функционировании ВП, а также увеличении нагрузки на сеть. В результате этого затрудняется борьба с помехами традиционными способами.

3. Доказано, что обеспечение высокой надежности работы силовых ВП невозможно без построения их систем управления на основе элементной базы, в основе которой лежат способы преобразования информации, способные адаптироваться к нестабильным параметрам напряжения сети и помехам, генерируемым как со стороны источника электроснабжения, так и элементов вентильного электропривода.

4. Произведена классификация вентильных преобразователей и их систем управления, а также дан анализ основных источников ошибки систем управления вентильными преобразователями. Показано, что основное влияние на метрологические и эксплуатационные характеристики систем управления преобразователями оказывают технические возможности устройств синхронизации, фазосдвигающих устройств (импульсных модуляторов) и датчиков технологической информации, а также степень их взаимодействия и восприимчивости к сигналам внешних помех и параметрам источника электроснабжения. В системах вентильного электропривода наиболее приемлемыми являются многоканальные синхронные СИФУ, позволяющие получить наибольшее быстроедействие процесса управления исполнительным механизмом.

5. Отмечено, что перспективным направлением повышения метрологических показателей систем управления ВП в целом является интегрирующее развертывающее преобразование. Однако для окончательного решения данного вопроса необходимо в первую очередь провести целый комплекс теоретических исследований, направленных на развитие теории развертывающих систем применительно к управлению силовыми вентильными преобразователями, а также разработать математические модели, позволяющие исследовать статические и динамические характеристики устройств и систем управления ВП, причем по единой методике.

Глава 2. СТАТИЧЕСКИЕ, ДИНАМИЧЕСКИЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБОВ РАЗВЕРТЫВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ПРИНЦИПЫ ИХ ПОСТРОЕНИЯ

В системах управления электроприводами и технологической автоматизации широкое распространение получили развертывающие преобразователи, с помощью которых в ВП регулируется время открытого состояния силовых ключей. Классификация РП, сделанная автором на основании работ [97, 155, 239, 240, 279], приведена на рис. 2.1.

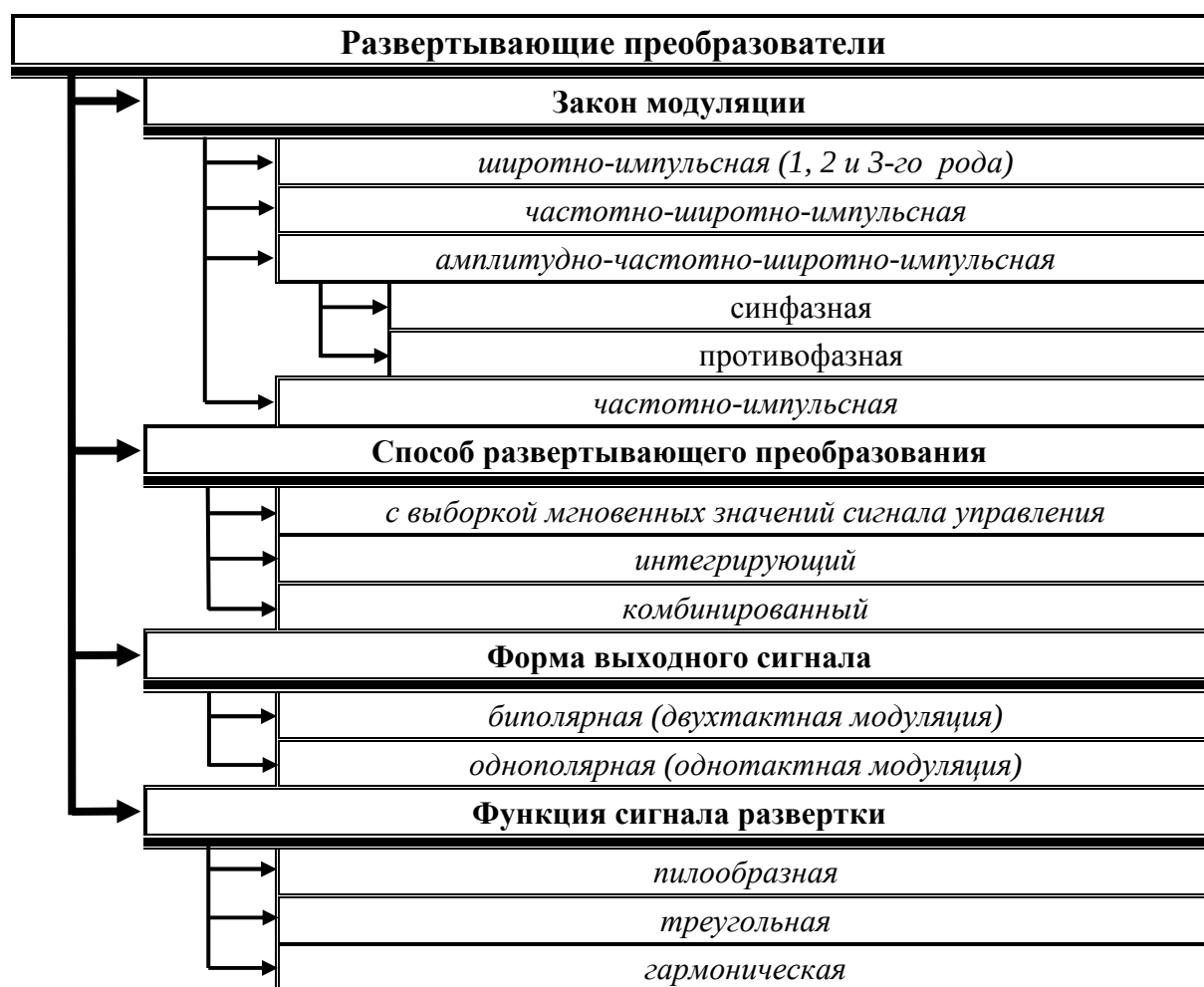


Рис. 2.1. Классификация развертывающих преобразователей систем управления вентильными преобразователями

В зависимости от вида модуляции в системах управления ВП может применяться: широтно-импульсная, частотно-широтно-импульсная, ампли-

тудно-частотно-широотно-импульсная и частотно-импульсная модуляции [47, 67, 97, 154, 218, 264, 298].

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) характеризуется тем, что период T_0 следования импульсов на выходе РП является величиной постоянной, а от величины входного сигнала зависят только интервалы времени t_1 и t_2 (рис. 2.2 а). В этом случае частотный спектр пульсаций выходного напряжения имеет известные составляющие, что значительно облегчает задачу подавления пульсаций и выбора частоты преобразования энергии из условия наименьшего влияния на другие устройства-рецепторы. Широтно-импульсную модуляцию подразделяют на широтно-импульсную модуляцию первого (ШИМ-1), второго (ШИМ-2) и третьего (ШИМ-3) рода. При ШИМ-1 сигнал развертки имеет один нарастающий и один дискретный фронт (см. рис. 2.2 в), а при ШИМ-2 – развертка представляет собой симметричное пилообразное напряжение (см. рис. 2.2 г). При ШИМ-3 сигнал развертки имеет знакопеременное пилообразное напряжение с двумя дискретными фронтами за период T_0 (см. рис. 2.2 д).

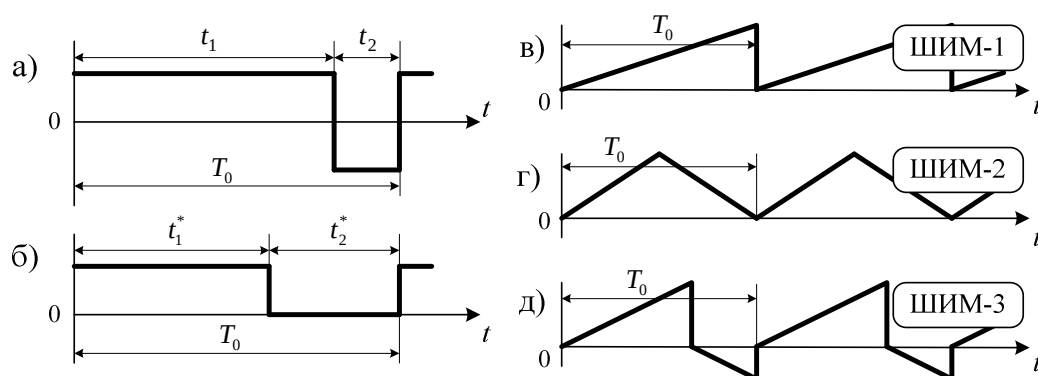


Рис. 2.2. Форма сигналов на выходе РП при двухтактной (а) и одноктактной (б) модуляции; форма сигналов развертки при ШИМ-1 (в), ШИМ-2 (г) и ШИМ-3 (д)

Частотно-широотно-импульсная модуляция (ЧШИМ) характеризуется тем, что здесь от величины входного сигнала зависят сразу три временных координаты РП: t_1 , t_2 и T_0 (см. рис. 2.2 а). При этом каждому из значений входной величины соответствует определенная выходная частота, называемая несущей f_0 .

В амплитудно-частотно-широотно-импульсной модуляции (АЧШИМ) кроме основных параметров t_1 , t_2 и T_0 регулируется еще и несущая частота f_0 за счет дополнительной схемы коррекции, состоящей, например, из ам-

плитудного модулятора, воздействующего на вход релейного элемента, входящего в состав РП. При синфазной АЧШИМ происходит увеличение несущей частоты с ростом входного сигнала, а при противофазной – ее уменьшение [72, 264, 297].

В **частотно-импульсной модуляции (ЧИМ)** изменяется период T_0 следования импульсов при постоянной их длительности t_1 или паузе t_2 (см. рис. 2.2 а). Данный вид модуляции наибольшее применение получил в системах управления резонансными инверторами и стабилизаторах напряжения на их основе [27, 47, 158, 218].

По способу развертывающего преобразования РП подразделяются на устройства с выборкой мгновенного значения сигнала управления, интегрирующие и комбинированные [97, 264].

В РП с **выборкой мгновенных значений сигнала управления** происходит непосредственное сравнение сигнала развертки с информативным входным воздействием без каких-либо их предварительных преобразований (рис. 2.3 а).

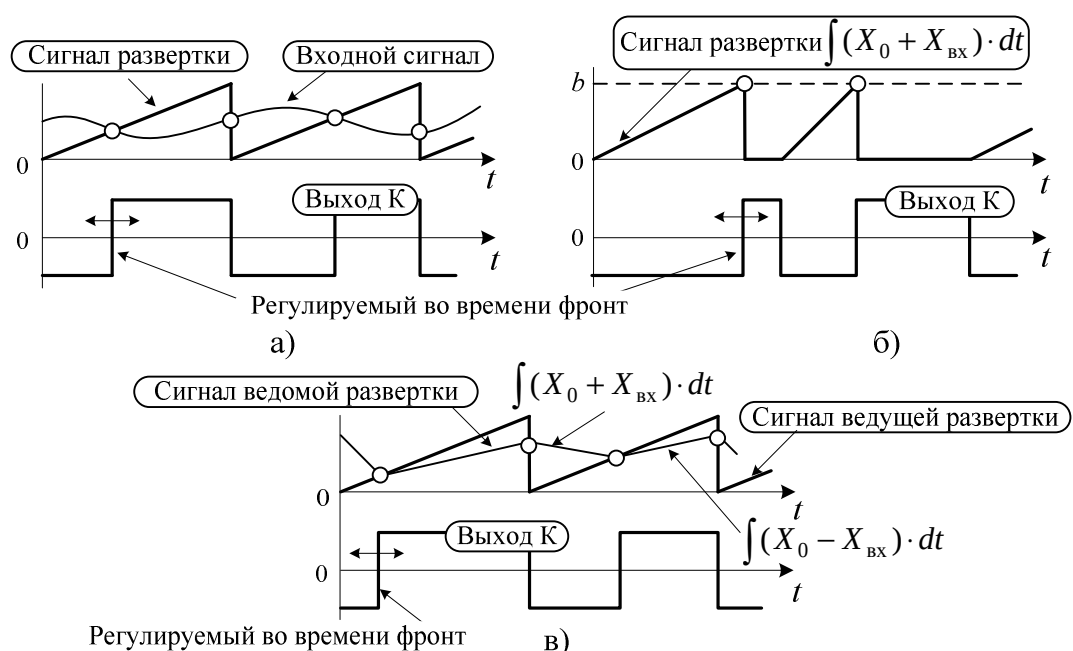


Рис. 2.3. Временные диаграммы сигналов к пояснению способов развертывающего преобразования в РП

При **интегрирующем** развертывающем преобразовании сигнал развертки формируется, например, как результат предварительного интегрирования суммы (см. рис. 2.3 б) (или разности) входного воздействия $X_{\text{вх}}$ с зара-

нее заданным опорным сигналом X_0 с последующим сравнением результата интегрирования с пороговой величиной « b » и формированием в момент равенства этих величин соответствующего фронта импульса на выходе компаратора К.

Комбинированный способ развертывающего преобразования предполагает наличие двух сигналов развертки, из которых один является ведущим, а второй – ведомым (см. рис. 2.3 в). Ведущая развертка является параметрической, а ведомая – представляет собой результат периодического интегрирования суммы (разности) опорного и входного воздействий. Переключение К происходит в момент времени равенства нарастающего фронта ведущей и спадающего фронта ведомой разверток.

Форма сигнала на выходе РП является биполярной при **двухтактной модуляции** (см. рис. 2.2 а) и однополярной при **однотактной** (см. рис. 2.2 б) [97, 209]. Для перехода к однотактной модуляции используется дополнительная схема преобразования, которая формирует интервал времени t_1^* (см. рис. 2.2 б), как результат математического вычисления интервалов времени $(t_1 - t_2)$ из выходного сигнала двухтактного РП (см. рис. 2.2 а).

Функция сигнала развертки, в зависимости от требуемых характеристик ВП, может быть **пилообразной** (см. рис. 2.2 в), **треугольной** (см. рис. 2.2 г) или **гармонической** [238, 242, 285]. Для ограничения минимального и максимального значений коэффициента заполнения импульсов применяются развертки с дискретизацией по уровню [174, 274].

В табл. 2.1 приведены базовые принципы построения РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления и широтно-импульсной модуляцией первого (ШИМ-1), второго (ШИМ-2) и третьего (ШИМ-3) родов. Здесь и далее по тексту устройства данного класса сокращенно будем называть РП с ШИМ-1, РП с ШИМ-2 и РП с ШИМ-3 соответственно.

РП с ШИМ-1 (см. табл. 2.1, рис. 1) содержит генератор пилообразного напряжения ГПН, формирующий сигнал развертки $Y_{\text{и}}(t)$ с линейно нарастающим и дискретным фронтами, сумматор Σ и релейный элемент с безгистерезисной характеристикой. В РП с ШИМ-1 происходит непосредственное сравнение сигнала развертки $Y_{\text{и}}(t)$ с информативным входным воздействием $X_{\text{вх}}$ (см. табл. 2.1, рис. 2 а) и формированием в момент их равенства длительности импульса t_{2n-1} открытого состояния силового ключа ВП

(см. табл. 2.1, рис. 2 б). РП данного класса нашел наибольшее распространение в вентильных электроприводах при построении систем импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями [200, 203, 238, 242, 250, 274].

РП с ШИМ-2 имеет структуру (см. табл. 2.1, рис. 3), аналогичную РП с ШИМ-1 (см. табл. 2.1, рис. 1), и отличается от последнего только формой сигнала развертывающей функции, которая представляет собой симметричную относительно нулевого уровня «пилу» (см. табл. 2.1, рис. 4 а). В результате под действием входного сигнала $X_{ВХ}$ происходит смещение во времени одновременно как переднего, так и заднего фронтов выходных импульсов $Y(t)$ РП (см. табл. 2.1, рис. 4 б). Этот класс РП наиболее распространен в системах управления силовыми транзисторными ШИМ-преобразователями с аналоговым или цифровым управлением [56, 154, 218, 237, 259].

В РП с ШИМ-3 [1, 2, 3, 262] производится не сравнение уровней развертывающей функции и сигнала управления, как в РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. табл. 2.1, рис. 1, 3), а осуществляется амплитудная модуляция сигнала развертки под воздействием информативной координаты.

РП с ШИМ-3 представляет замкнутый автоколебательный контур на основе интегратора И, сумматора Σ и релейного элемента РЭ с гистерезисом (см. табл. 2.1, рис. 5). Сигнал управления $X_{ВХ}$ (см. табл. 2.1, рис. 6 а) вводится во внутренний контур И, РЭ, в результате чего смещается зона неоднозначности $\pm 2b$ РЭ, и сигнал развертки $Y_{и}(t)$ получает приращение Δb , пропорциональное или равное входному воздействию $X_{ВХ}$ (см. табл. 2.1, рис. 6 б). В моменты времени переключения РЭ генератор импульсов малой длительности ГИ производит установку нулевых начальных условий в интеграторе И. Это обеспечивает наличие у сигнала развертки $Y_{и}(t)$ дискретного фронта (см. табл. 2.1, рис. 6 б), что объединяет данный класс развертывающих преобразователей с РП с ШИМ-1.

Интегрирующий РП с ШИМ-1 (табл. 2.2, рис. 1) представляет собой замкнутую автоколебательную систему, состоящую из сумматора $\Sigma 1$, интегратора И с постоянной времени $T_{и2}$, сумматора $\Sigma 2$ и релейного элемента РЭ с безгистерезисной характеристикой, а также генератора пилообразного напряжения ГПН с линейно нарастающим и дискретным фронтами [71, 72,

75, 97, 261], выполняющего роль источника сигнала несущей частоты. Амплитуда ГПН $A_{\text{ГПН}} = X_0 \cdot T_0 / T_{\text{и1}}$ (см. табл. 2.2, рис. 2 б), где X_0 , T_0 – источник опорного напряжения и период ГПН соответственно; $T_{\text{и1}}$ – постоянная времени интегрирования, задающая темп нарастания ведущей развертки $Y_{\text{и1}}(t)$, причем $T_{\text{и2}} > 2,0 \cdot T_{\text{и1}} \cdot |A/X_0|$. Здесь $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ.

При включении РП система переходит в режим вынужденных колебаний с частотой сигнала ГПН $(T_0)^{-1}$, а интервалы t_{2n-1} , t_{2n} развертывающего преобразования (см. табл. 2.2, рис. 2 в) формируются как результат последовательного взаимодействия ведущего $Y_{\text{и1}}(t)$ и ведомого $Y_{\text{и2}}(t)$ с выхода интегратора И сигналов развертки (см. табл. 2.2, рис. 2 б). В результате, по истечении определенного числа периодов выходных импульсов $Y(t)$ РЭ, определяемого соотношением постоянных времени $T_{\text{и1}}$ и $T_{\text{и2}}$, их среднее значение $Y_0 = -A(t_{2n} - t_{2n-1})/T_{0,n}$ при $X_{\text{вх}} = 0$ достигает нулевого уровня (см. табл. 2.2, рис. 2 в), а коэффициент заполнения $\gamma = t_{2n}/T_{0,n}$ равен 0,5.

При подаче входного сигнала $X_{\text{вх}} > 0$, например, в момент времени t_0 (см. табл. 2.2, рис. 2 а), совпадающий с началом очередного цикла развертывающего преобразования, происходит последовательное смещение ведомой развертки $Y_{\text{и2}}(t)$ в направлении, противоположном знаку $X_{\text{вх}}$ (см. табл. 2.2, рис. 2 в). Это приводит к изменению коэффициента заполнения выходных импульсов РЭ (см. табл. 2.2, рис. 2 в), достигающего установившегося значения по истечению нескольких интервалов дискретизации

$$\gamma_{\text{ст}} = t_{2n}/T_{0,n} = 0,5(1 + \bar{X}_{\text{вх}}). \quad (2.1)$$

Здесь $\bar{X}_{\text{вх}} = |X_{\text{вх}}/A|$ – нормированная величина входного сигнала $X_{\text{вх}}$.

Интегрирующий РП с ШИМ-2 (ИРП с ШИМ-2) [71, 82, 99] имеет структуру (см. табл. 2.2, рис. 3), аналогичную ИРП с ШИМ-1 (см. табл. 2.2, рис. 1), и отличается от последнего только формой сигнала развертывающей функции $Y_{\text{и1}}(t)$, которая представляет собой симметричную относительно нулевого уровня «пилу» с линейно нарастающим и спадающим фронтами (см. табл. 2.1, рис. 4 б).

Необходимо также отметить, что, как показано в работах [75, 97], в интегрирующих РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. табл. 2.2, рис. 1, 3) в переходном процессе, вызванном изменением $X_{\text{вх}}$, существует ошибка $\Delta Y_0[1]$, $\Delta Y_0[2]$... $\Delta Y_0[n]$ равная разности между заданным $Y_{\text{с}} \equiv X_{\text{вх}}$ и реальными $Y_0[1]$,

Таблица 2.1

Название	Структурная схема	Временные диаграммы сигналов	Системы уравнений
РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления и ШИМ-1 (РП с ШИМ-1)	Рис. 1	Рис. 2	$\begin{cases} t_{2n-1} = 0,5T_0(1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ t_{2n} = 0,5T_0(1 - \bar{X}_{ВХ}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = T_0; \bar{b} = b/A ; \\ T_0 = 4\bar{b}T_{И}; \bar{f} = T_0/T_{0,n} = 1; \\ \gamma_n = t_{2n-1}/T_{0,n} = 0,5(1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ \bar{X}_{ВХ} = X_{ВХ}/2b ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$
РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления и ШИМ-2 (РП с ШИМ-2)	Рис. 3	Рис. 4	$\begin{cases} t_{2n-1} = 0,5T_0(1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ t_{2n} = 0,5T_0(1 - \bar{X}_{ВХ}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = T_0; \bar{b} = b/A ; \\ T_0 = 4\bar{b}T_{И}; \bar{f} = T_0/T_{0,n} = 1; \\ \gamma_n = t_{2n-1}/T_{0,n} = 0,5(1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ \bar{X}_{ВХ} = X_{ВХ}/b ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (2)$
РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления и ШИМ-3 (РП с ШИМ-3)	Рис. 5	Рис. 6	$\begin{cases} t_{2n-1} = 0,5T_0(1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ t_{2n} = 0,5T_0(1 - \bar{X}_{ВХ}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = T_0; \bar{b} = b/A ; \\ T_0 = 4\bar{b}T_{И}; \bar{f} = T_0/T_{0,n} = 1; \\ \gamma_n = t_{2n-1}/T_{0,n} = 0,5(1 + \bar{X}_{ВХ}); \\ \bar{X}_{ВХ} = X_{ВХ}/2b ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (3)$

Интегрирующий разветвляющий преобразователь с ШИМ-1 (ИРП с ШИМ-1)

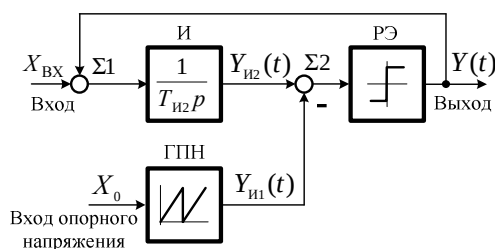


Рис. 1. Структурная схема интегрирующего РП с ШИМ-1 (ИРП с ШИМ-1)

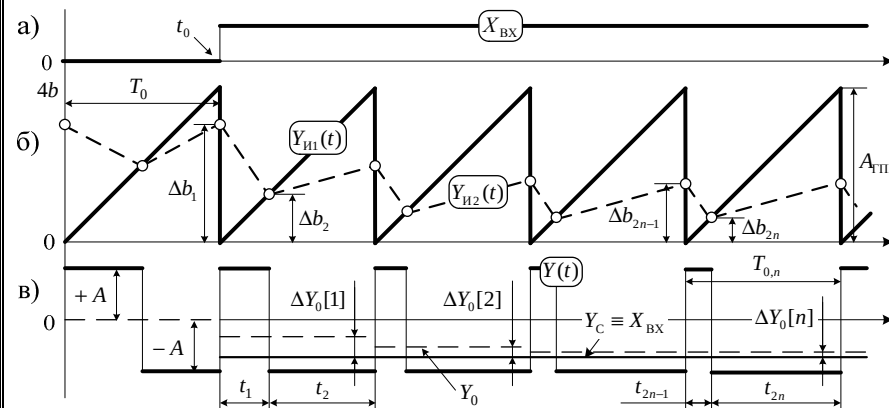


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов

Система уравнений (1)

$$\begin{cases} \Delta b_1 = 0,5T_0 \cdot (1 + \bar{T}_{И2}) / T_{И2}; T_{0,n} = T_0 = 4\bar{b} T_{И1}; \\ t_{2n-1} = \frac{\Delta b_{2n-1} \cdot T_{И2}}{1 + \bar{X}_{BX} + \bar{T}_{И2}}; \Delta b_{2n} = \frac{t_{2n-1} \cdot \bar{X}_0}{T_{И1}}; \\ t_{2n} = T_0 - t_{2n-1}; \bar{X}_0 = |X_0 / A|; \Delta b_i = |\Delta b_i / A|; \\ \gamma_n = t_{2n} / T_{0,n}; T_{И1} = X_0 T_0 / A_{ГПН}; n = 1, 2, 3, \dots; \\ \Delta b_{2n-1} = \Delta b_{2(n-1)} + \frac{(1 - \bar{X}_{BX}) \cdot t_{2n-2}}{T_{И2}}; n = 2, 3, \dots \\ \bar{X}_{BX} = |X_{BX} / A|; \bar{T}_{И2} = |(T_{И2} \cdot X_0) / (T_{И1} \cdot A)|. \end{cases}$$

Интегрирующий разветвляющий преобразователь с ШИМ-2 (ИРП с ШИМ-2)

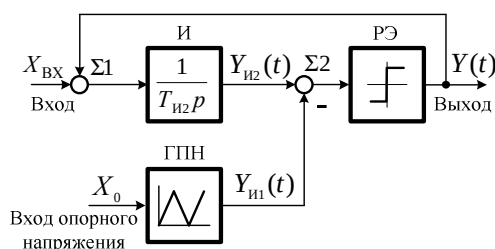


Рис. 3. Структурная схема интегрирующего РП с ШИМ-2 (ИРП с ШИМ-2)

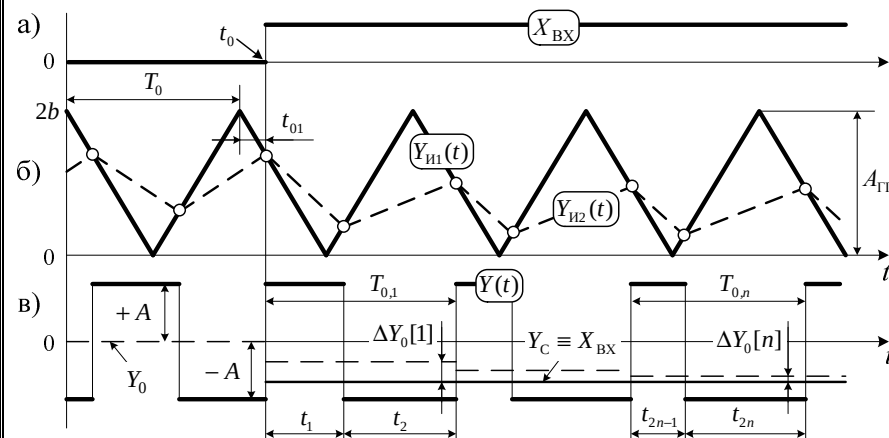


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов

Система уравнений (2)

$$\begin{cases} \bar{T}_{И2} \cdot \left((2n-1) \cdot T_0 - 2t_{01} - 2 \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i \right); \\ t_{2n-1} = \frac{1 + \bar{X}_{BX} + \bar{T}_{И2}}{1 - \bar{X}_{BX} + \bar{T}_{И2}}; \\ \bar{T}_{И2} \cdot \left((2n) \cdot T_0 - 2t_{01} - 2 \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i \right); \\ t_{2n} = \frac{1 - \bar{X}_{BX} + \bar{T}_{И2}}{1 + \bar{X}_{BX} + \bar{T}_{И2}}; \\ t_{01} = 0,25T_0 \cdot (\bar{T}_{И2} - 1) / \bar{T}_{И2}; t_0 = 0; \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n}; T_0 = 4\bar{b} T_{И1}; \bar{b} = |b / A|; \\ \gamma_n = t_{2n} / T_{0,n}; T_{И1} = X_0 T_0 / 2A_{ГПН}; n = 1, 2, \dots; \\ \bar{X}_{BX} = |X_{BX} / A|; \bar{T}_{И2} = |(T_{И2} \cdot X_0) / (T_{И1} \cdot A)|. \end{cases}$$

Интегрирующий развертывающий преобразователь с ЧШИМ (ИРП с ЧШИМ)

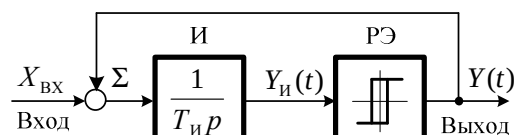


Рис. 5. Структурная схема интегрирующего РП с ЧШИМ (ИРП с ЧШИМ)

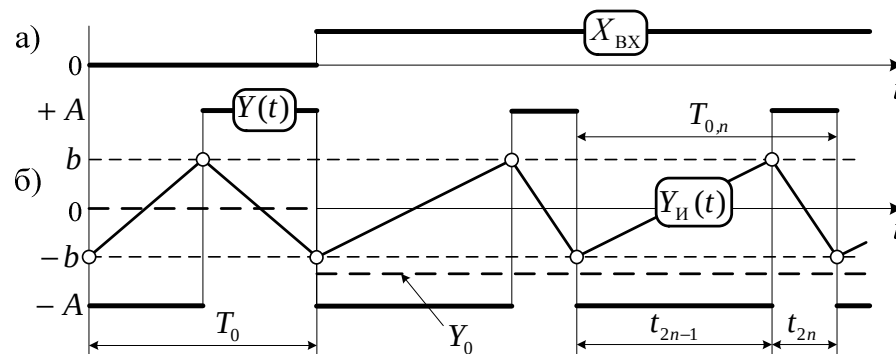


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов

Система уравнений (3)

$$\begin{cases} t_{2n-1} = 0,5T_0 / (1 - \bar{X}_{BX}); \\ t_{2n} = 0,5T_0 / (1 + \bar{X}_{BX}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = T_0 / (1 - \bar{X}_{BX}^2); \\ T_0 = 4\bar{b}T_{и}; \bar{f} = T_0 / T_{0,n} = 1 - \bar{X}_{BX}^2; \\ \gamma_n = t_{2n-1} / T_{0,n} = 0,5(1 + \bar{X}_{BX}); \\ \bar{X}_{BX} = |X_{BX} / A|; \bar{b} = |b / A|; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

Статические характеристики развертывающих преобразователей

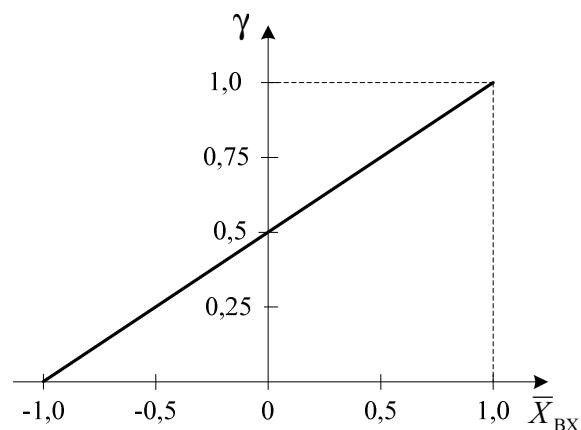


Рис. 7. Регулировочная характеристика развертывающих преобразователей

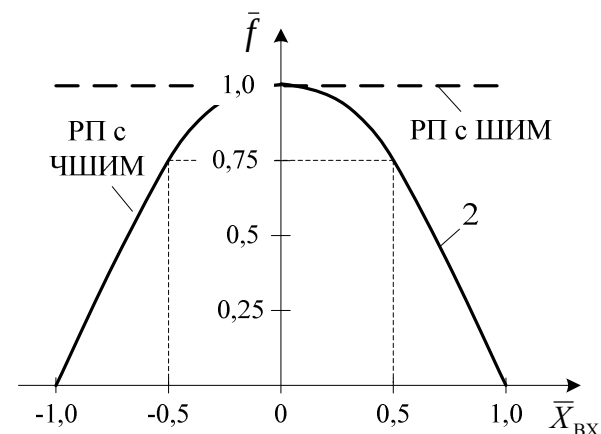


Рис. 8. Модуляционная характеристика развертывающих преобразователей

$Y_0[2] \dots Y_0[n]$ уровнями среднего значения импульсов $Y(t)$ за соответствующий интервал дискретизации $T_{0,1}, T_{0,2} \dots T_{0,n}$ (см. табл. 2.2, рис. 2, 4 в). Величина этой ошибки с ростом номера интервала дискретизации n стремится к нулю, тогда как в других классах РП, рассмотренных выше, ошибка среднего значения $\Delta Y_0[n]$ отсутствует. При этом время переходного процесса в ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2, зависит от относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{и2} = |(T_{и2} \cdot X_0)/(T_{и1} \cdot A)|$.

Интегрирующий РП с ЧШИМ (см. табл. 2.2, рис. 5) представляет собой замкнутую автоколебательную систему, состоящую из сумматора Σ , интегратора И с постоянной времени интегрирования $T_{и}$ и релейного элемента РЭ с неинвертирующей петлей гистерезиса и симметричными относительно «нуля» порогами переключения $\pm b$ [74, 89, 97, 265]. Отличительной особенностью данного устройства является то, что входная координата воздействует не только на коэффициент заполнения импульсов на выходе РП, но на частоту автоколебательной системы.

При замыкании цепи внешней знакопеременной обратной связи в интегрирующем РП с ЧШИМ (ИРП с ЧШИМ) возникает режим устойчивых автоколебаний, при котором амплитуда сигнала развертки $Y_{и}(t)$ ограничивается величиной зоны неоднозначности $\pm b$ РЭ (см. табл. 2.2, рис. 6 б). В интервале t_{2n-1} производная выходной координаты звена И определяется разностью сигналов $(-A + X_{ВХ})$ на выходе сумматора Σ , а в интервале времени t_{2n} — зависит от суммы $(A + X_{ВХ})$ этих воздействий. В результате за период автоколебаний $T_{0,n}$ среднее значение выходных импульсов Y_0 РЭ достигает величины, пропорциональной сигналу на информационном входе РП $Y_0 \equiv X_{ВХ}$ (см. табл. 2.2, рис. 6 а, б). Характерным является то, что одновременно с изменением коэффициента заполнения импульсов $\gamma = t_{2n-1}/T_{0,n}$ на выходе РП происходит уменьшение частоты их следования по закону

$$\bar{f} = T_0/T_{0,n} = 1 - \bar{X}_{ВХ}^2, \quad (2.2)$$

где $\bar{f}$ — нормированное значение частоты импульсов на выходе РП; $T_0, T_{0,n}$ — период выходных импульсов РП при $X_{ВХ} = 0$ и $X_{ВХ} \neq 0$ соответственно. При этом режим автоколебаний сохраняется во всем диапазоне изменения входного сигнала $-1,0 < \bar{X}_{ВХ} < 1,0$.

На основе систем уравнений (1)–(3), табл. 2.1, 2.2, полученных автором

с использованием временных диаграмм сигналов для данных классов устройств, рассчитаны регулировочная $\gamma = F(\bar{X}_{\text{BX}})$ (см. табл. 2.2, рис. 7) и модуляционная $\bar{f} = F(\bar{X}_{\text{BX}})$ (см. табл. 2.2, рис. 8) характеристики РП. Регулировочная характеристика для всех классов РП является линейной $\gamma = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{BX}})$. Для РП с ШИМ нормированное значение частоты импульсов на выходе РЭ $\bar{f} = T_0/T_{0,n} = 1$ в установившемся режиме сохраняется постоянной во всем диапазоне изменения информационной координаты, а в РП с ЧШИМ – уменьшается по квадратичному закону с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$ (см. табл. 2.2, рис. 8). Детальный анализ мультипликативной и аддитивной составляющих статической ошибки РП различного класса и рекомендации по их минимизации даны автором в работе [75].

Очевидно, что различие принципов формирования развертывающих функций в различных классах РП влечет за собой неидентичный характер поведения этих систем при работе с динамическими воздействиями. Причем особый интерес представляет поведение РП в области частот замедленной дискретизации [16, 71, 74, 89, 90, 313], что при работе систем управления технологическими процессами с широким частотным спектром сигналов помех может явиться определяющим фактором не только ухудшения качества процесса регулирования, но и причиной отказов в работе САУ [32, 157, 164, 166, 169].

Таким образом, многообразие принципов построения РП диктует необходимость детального изучения их динамических и спектральных свойств и выявления закона модуляции, обеспечивающего наилучшие показатели качества преобразования информативной координаты.

2.2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ МОДУЛЯЦИИ

2.2.1. Методика анализа динамических характеристик развертывающих преобразователей

Анализ динамических характеристик проводился по единой методике, разработанной автором [74, 75, 262], которая иллюстрируется диаграммами сигналов и блок-схемой этапов анализа на рис. 2.4. В основе данной методики лежит математическое моделирование состояния объекта на ЭВМ с использованием аппарата трансцендентных функций, представляющих мо-

дуляционные характеристики РП при воздействии гармонического сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ в широком частотном диапазоне [16, 135].

При анализе были приняты следующие допущения:

- функциональные блоки, входящие в состав РП, являются «идеализированными» элементами, выполняющими заданную функцию преобразования, а время смена знака выходной координаты РП равно нулю;
- коэффициенты передачи РП со стороны информационного входа для постоянной и переменной составляющих сигнала управления равен 1,0;
- гармоническая составляющая $X_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \cdot \sin(2\pi t/T_{\Pi})$ прикладывается на вход РП (см. рис. 2.4 а) в момент времени $t = 0$ начала очередного цикла развертывающего преобразования;
- все классы РП при нулевом уровне входного сигнала имеют одинаковые значения частоты несущих колебаний.

Анализ проводился в относительных единицах, что исключает влияние конкретных параметров функциональных блоков РП на вид получаемых характеристик. В качестве базовых приняты следующие величины:

- $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РП (для ряда развертывающих систем используется значение амплитуды сигнала развертки $\pm b$ или $\pm 2b$ при условии $|b| = |A|$ или $|2b| = |A|$);
- частота f_0 (период T_0) несущих колебаний РП при нулевом уровне информативного сигнала и при $X_{\Pi}(t) = 0$.

Методика анализа динамики РП иллюстрируется блок-схемой на рис. 2.4 б. Учитывая существенную нелинейность динамики развертывающих систем, полученные характеристики представлены в виде пространств динамических состояний $\Delta\bar{\gamma}[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$, $\Delta\bar{f}[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ для первого интервала дискретизации.

На рис. 2.4 б приняты следующие обозначения: $\bar{X}_{\text{ВХ}} = |X_{\text{ВХ}}/A|$ – нормированная величина сигнала управления $X_{\text{ВХ}}$; $\bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi}/A|$ – нормированная величина амплитуды сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$; $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов $Y(t)$ РП; t_{2n-1}^*, t_{2n}^* – интервалы развертывающего преобразования при воздействии на вход РП сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$; $T_{0,n}^*$ – период интервала дискретизации выходных импульсов РП при воздействии на вход сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$; $\gamma_n^* = t_{2n-1}^*/T_{0,n}^*$ – коэффициент заполнения импульсов РП при воздействии на вход сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$; $\bar{F} = T_0/T_{\Pi}$ –

нормированное значение частоты сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$; T_{Π} – период сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$; $n=1, 2, 3, \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации выходных импульсов РП.

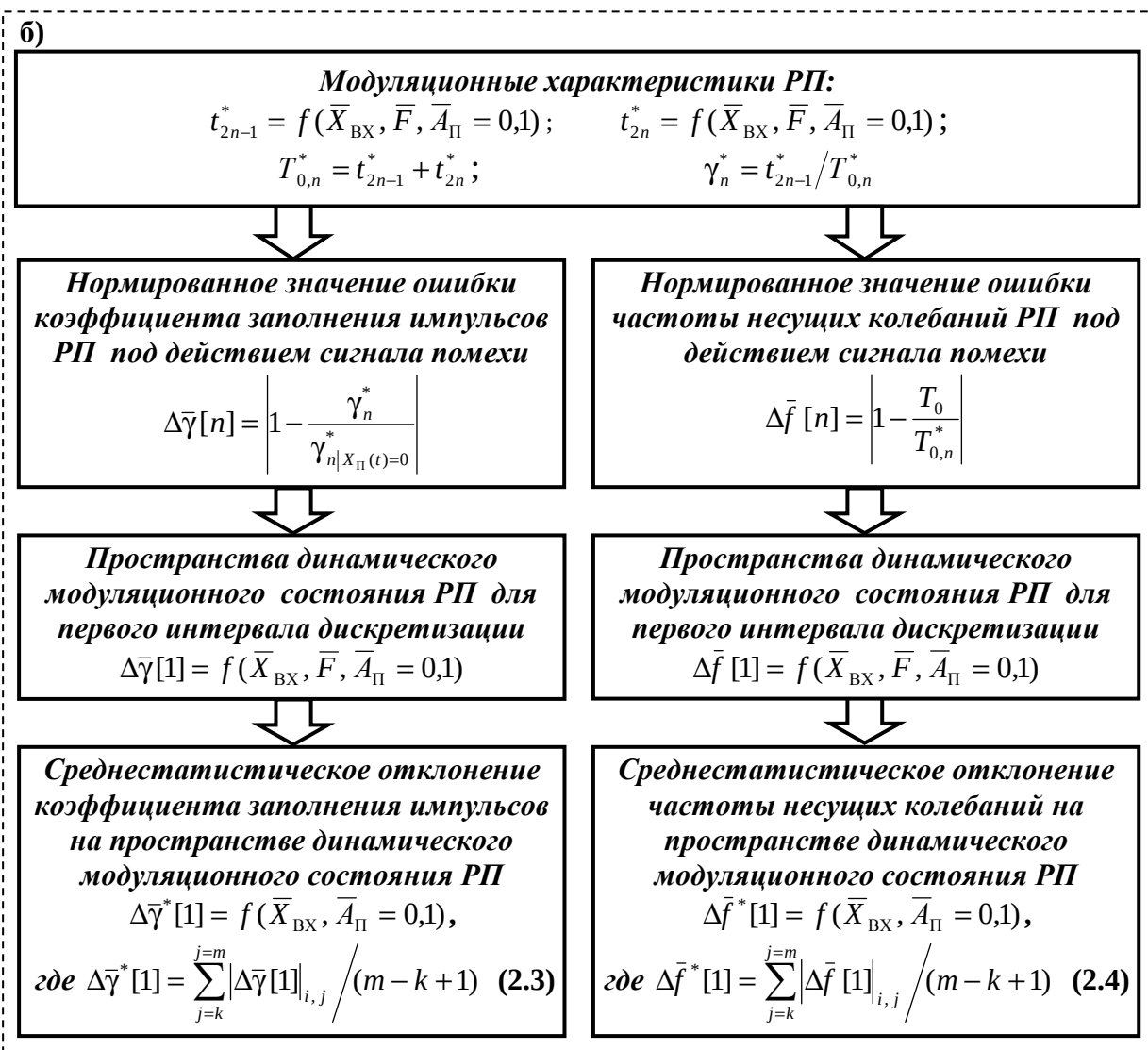
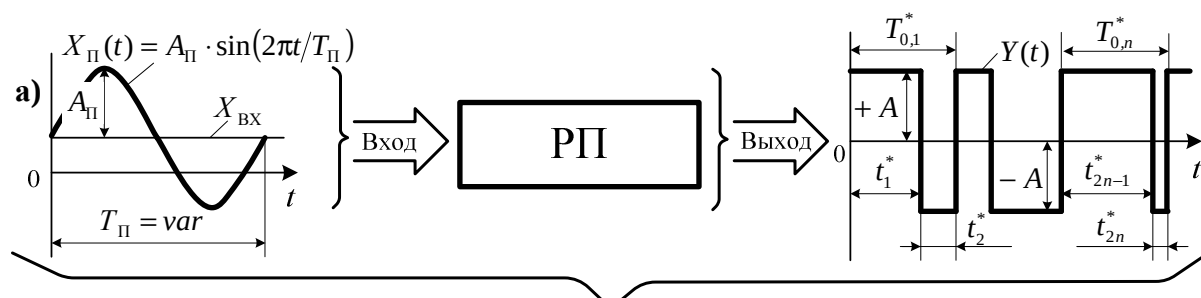


Рис. 2.4. Временные диаграммы сигналов (а) и блок-схема методики оценки динамических показателей (б) РП

Обобщенная оценка и сопоставительный анализ динамики РП производились по среднестатистическому отклонению коэффициента заполнения

импульсов $\Delta\bar{Y}^*$ [1] и частоты $\Delta\bar{f}^*$ [1] на пространстве динамического состояния объекта [17, 70, 72, 74, 93, 97], рассчитанные в соответствии с выражениями (2.3)–(2.4), рис. 2.4 б в заданном диапазоне частот $\bar{F}$ сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$.

Для определения динамических характеристик РП в области достоверной передачи частот сигнала управления использовался аппарат амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) [97, 285]. Методика снятия АЧХ для импульсных систем, к числу которых относятся РП, представлена на рис. 2.5.

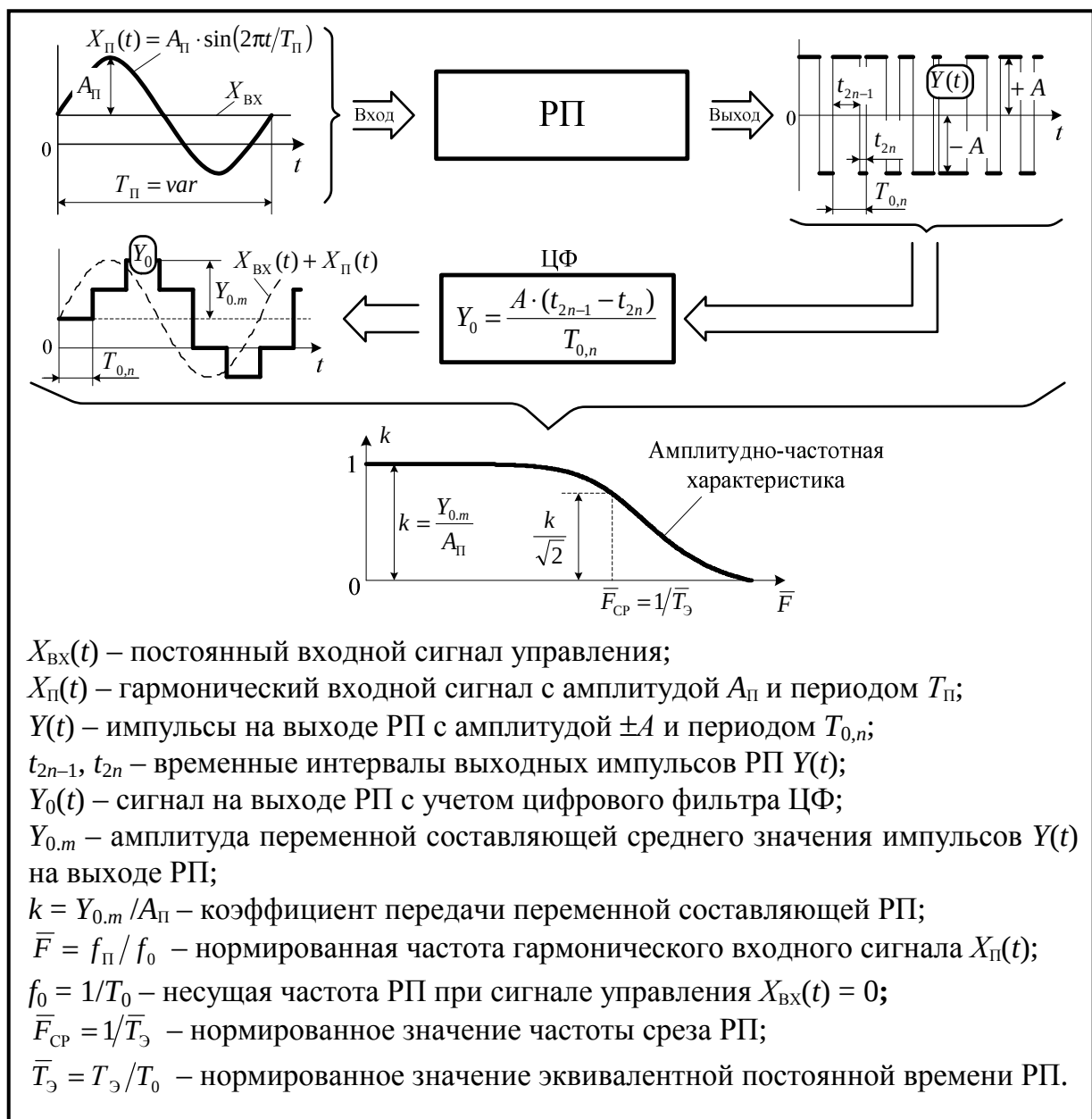


Рис. 2.5. Методика снятия АЧХ разветвляющих преобразователей

Здесь (см. рис. 2.5) на информационный вход РП одновременно подается сигнал управления $X_{\text{ВХ}}(t)$ и переменный гармонический $X_{\text{П}}(t)$ сигнал с постоянной амплитудой $A_{\text{П}}$ и переменной частотой $(T_{\text{П}})^{-1}$. В результате на выходе РП формируются импульсы $Y(t)$ с частотой $(T_{0,n})^{-1}$. Выделение средней составляющей Y_0 выходных импульсов РП производится с помощью цифрового фильтра (ЦФ), реализующего алгоритм вида $Y_0 = A \cdot (t_{2n-1} - t_{2n}) / T_{0,n}$. При этом однозначная связь между уровнем входного сигнала $X_{\text{ВХ}}(t) + X_{\text{П}}(t)$ и величиной Y_0 выходных импульсов РП возникает только по окончании периода следования $T_{0,n}$ импульсов $Y(t)$. Таким образом, на выходе ЦФ формируется ступенчатый сигнал Y_0 , близкий к форме входного воздействия $X_{\text{ВХ}}(t) + X_{\text{П}}(t)$ и отстающий от $X_{\text{П}}(t)$ на величину $T_{0,n}$ (см. рис. 2.5).

АЧХ развертывающих преобразователей сняты на основе компьютерного моделирования с применением программы *MatLab+Simulink* [55, 100, 149, 276].

2.2.2. Динамические характеристики развертывающих преобразователей с выборкой мгновенных значений сигнала управления

Анализ динамических характеристик РП с ШИМ-1 [262] представлен в табл. 2.3. При анализе считаем, что гармоническая помеха $X_{\text{П}}(t)$ прикладывается на вход РП (см. табл. 2.3, рис. 1) в момент времени $t = 0$, когда произошло очередное переключение РЭ. Система уравнений (1), табл. 2.3 получена на основе временных диаграмм сигналов РП с ШИМ-1 (см. табл. 2.3, рис. 2, 3). Решение представлено в виде пространства динамического состояния РП $\Delta \bar{y}_1 [1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{П}} = 0,1)$ (табл. 2.3, рис. 4).

Анализ полученных характеристик позволяет сделать следующие выводы:

- Первый максимум пространства $\Delta \bar{y}_1 [1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{П}} = 0,1)$ соответствует границе области достоверной передачи информации (см. табл. 2.3, рис. 4), где развертывающая система фиксирует один отсчет на полупериод входного гармонического сигнала $X_{\text{П}}(t)$.

- При $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ и $\bar{F} = 0,5$ гармонический сигнал $X_{\text{П}}(t)$ приводит к появлению на выходе РП приращения Δt_1 импульса $Y^*(t)$ положительной полярности (см. табл. 2.3, рис. 2). В случае $\bar{X}_{\text{ВХ}} \neq 0$ и $\bar{F} = 0,5$ интервал «с–d» содержит информацию о величине постоянной составляющей, а интервал

Динамические характеристики РП с ШИМ-1	
Структурная схема РП	
Рис. 1	
Временные диаграммы сигналов РП	
Рис. 2	Рис. 3
Исходная система уравнений (1)	
$\begin{cases} t_{2n-1}^* = 0,5T_{0,n}^* \cdot \left[1 + \bar{X}_{\text{ВХ}} + \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin \left(\frac{\pi \bar{F}}{0,5T_{0,n}^*} \cdot \langle (n-1)T_{0,n}^* + t_{2n-1}^* \rangle \right) \right]; & t_{2n}^* = T_{0,n}^* - t_{2n-1}^*; \\ T_{0,n}^* = T_0 = 4\bar{b}T_{\text{И}}; & \gamma_n^* = t_{2n-1}^*/T_{0,n}^*; \quad \gamma_n = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}); \quad \bar{X}_{\text{ВХ}} = X_{\text{ВХ}}/2b ; \quad \bar{A}_{\Pi} = A_{\Pi}/2b ; \\ \Delta \bar{\gamma}_1[n] = \left 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n} \right ; & \Delta \bar{f}_1[n] = \left 1 - \frac{T_0}{T_{0,n}^*} \right ; \quad \bar{F} = T_0/T_{\Pi}; \quad \bar{b} = b/A ; \quad n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$	
Пространство динамического состояния РП: $\Delta \bar{\gamma}_1[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$	
Рис. 4	

« $d-d_1$ » (Δt_2) пропорционален $X_{\Pi}(t)$. Однако, $\Delta t_2 < \Delta t_1$ (см. табл. 2.3, рис. 2), т.е. с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ ошибка коэффициента заполнения импульсов $\Delta \bar{\gamma}_1 [1]$ в РП с ШИМ-1 снижается (см. табл. 2.3, рис. 4).

➤ При $\bar{F} > 0,5$ пространство динамического состояния $\Delta \bar{\gamma}_1 [1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ носит периодический с незатухающими экстремумами характер (см. табл. 2.3, рис. 4), свидетельствующий о высоком уровне сигналов замедленной дискретизации в РП с ШИМ-1 и, следовательно, его низкой помехоустойчивости.

➤ При $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ в точках с частотами $\bar{F} = 1, 2, 3 \dots$ ошибка $\Delta \bar{\gamma}_1 [1]$ стремится к нулю (см. табл. 2.3, рис. 4), так как за период $T_{0,n}$ выходной координаты РП «укладывается» целое число периодов T_{Π} гармонического сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ (см. табл. 2.3, рис. 3).

➤ При $\bar{X}_{\text{ВХ}} \neq 0$ и $\bar{F} = 1,0$ на выходе РП с ШИМ-1 появляется ошибка интервала дискретизации Δt_2 (см. табл. 2.3, рис. 3). Очевидно, что для выполнения условия $\Delta t_2 = 0$ частота $\bar{F}$ должна быть уменьшена, на что указывает смещение в область более низких частот с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ минимумов и максимумов пространства $\Delta \bar{\gamma}_1 [1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 2.3, рис. 4).

➤ В РП с ШИМ-1 динамическая ошибка частоты несущих колебаний $\Delta \bar{f}_1 [1]$ под действием гармонического сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ полностью отсутствует, что объясняется наличием дискретного фронта сигнала в развертывающей функции $Y_{\Pi}(t)$ (см. табл. 2.3, рис. 2, 3).

К числу недостатков РП с ШИМ-1 необходимо отнести также его повышенную чувствительность к сигналам высокочастотных помех, которые при соответствующих условиях вызывают ложные срабатывания формирователей управляющих импульсов, например, в тиристорных преобразователях, что иллюстрируется диаграммами сигналов на рис. 2.6. Так, угол управления, заданный входным сигналом $X_{\text{ВХ}}$, соответствует моменту вре-

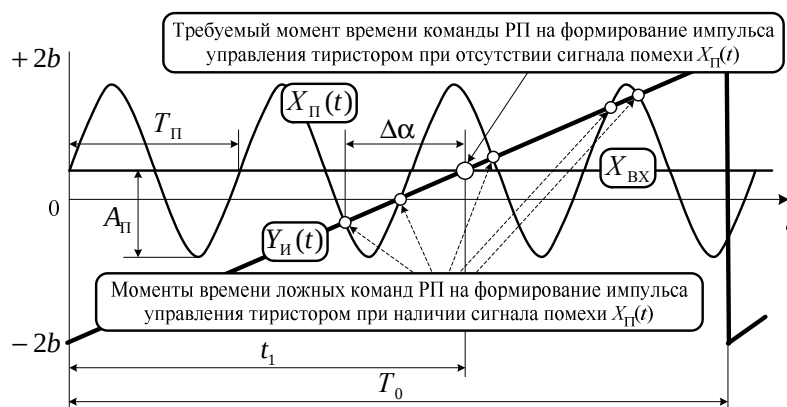


Рис. 2.6. Временные диаграммы сигналов РП с ШИМ-1 при воздействии высокочастотной помехи

телей управляющих импульсов, например, в тиристорных преобразователях, что иллюстрируется диаграммами сигналов на рис. 2.6. Так, угол управления, заданный входным сигналом $X_{\text{ВХ}}$, соответствует моменту вре-

мени t_1 . Однако, при выполнении условия $Y_{\text{и}}(t) = X_{\text{вх}} + X_{\text{п}}(t)$ высокочастотная помеха $X_{\text{п}}(t)$ приводит к ложному включению РП и появлению ошибки $\Delta\alpha$.

В дальнейшем работа РП может сопровождаться дополнительными ложными включениями, которые возникают по причине высокой амплитуды и производной сигнала $X_{\text{п}}(t)$, превышающей скорость нарастания развертки $Y_{\text{и}}(t)$. На практике ложные импульсы управления в тиристорных преобразователях вызывают рост потерь мощности на управляющем переходе тиристоров, а в транзисторных ВП – к дополнительным переключениям силовых ключей и росту коммутационных потерь, что в свою очередь может явиться причиной выхода из строя силового блока ВП.

Диапазон изменения $\bar{F}$, при котором отсутствуют ложные срабатывания РП с ШИМ-1, определяется из условия: производная сигнала помехи $X_{\text{п}}(t)$ не должна превышать скорость нарастания развертки $Y_{\text{и}}(t)$, т.е. $|\bar{X}'_{\text{п}}(t)| < 1/T_{\text{и}}$. Решая последнее уравнение относительно $\bar{F}$ совместно с равенством $2b = A$ и учитывая только выражение, стоящее перед функцией косинус, получаем граничное значение нормированной частоты сигнала помехи $X_{\text{п}}(t)$ для РП с ШИМ-1

$$\bar{F}_{\text{гр}} < 1/(\bar{A}_{\text{п}} \cdot \pi). \quad (2.5)$$

Таким образом, согласно выражению (2.5) диапазон изменения $\bar{F}$, при котором отсутствуют ложные срабатывания РП с ШИМ-1, при $\bar{A}_{\text{п}} = 0,1$ составляет $0 \leq \bar{F} < 3,2$.

Анализ динамических характеристик РП с ШИМ-2 и ШИМ-3 [262] представлен в табл. 2.4–2.5. Системы уравнений (1), табл. 2.4–2.5 получены на основе временных диаграмм сигналов РП с ШИМ-2 и ШИМ-3 (см. табл. 2.4–2.5, рис. 2). Решение представлено в виде пространств динамических состояний РП: $\Delta\bar{\gamma}_{2-3}[1] = f(\bar{X}_{\text{вх}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{п}} = 0,1)$ и $\Delta\bar{f}_{2-3}[1] = f(\bar{X}_{\text{вх}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{п}} = 0,1)$ (см. табл. 2.4, рис. 5–6, табл. 2.5, рис. 3–4).

Анализ данных характеристик позволяет сделать следующие основные выводы:

➤ Процессы в РП с ШИМ-2 и ШИМ-3, по сравнению с широтно-импульсной модуляцией первого рода (см. табл. 2.3), носят более сложный характер, зависящий как от нормированной частоты $\bar{F}$ сигнала помехи, так и от постоянной составляющей $\bar{X}_{\text{вх}}$.

➤ В окрестностях, примыкающей к зоне $\bar{F} \leq 0,5$ ошибка коэффициента заполнения импульсов $\Delta\bar{\gamma}_2 [1]$ в РП с ШИМ-2 имеет тенденцию к уменьшению с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ (см. табл. 2.4, рис. 5). Так при $\bar{F} = 0,5$ (см. табл. 2.4, рис. 2) и $X_{\text{ВХ}} = 0$ приращение сигнала $Y^*(t)$ составит Δt_1 вследствие перемещения точки «d» в положение «d₁». Под действием постоянной составляющей сигнала управления $X_{\text{ВХ}}$ передние фронты импульсов РП с ШИМ-2 смещаются на величину $\Delta t_0 \cong X_{\text{ВХ}}$, а задний – до уровня $\Delta t_2 \cong X_{\text{П}}(t)$. Однако, при этом $\Delta t_2 > \Delta t_1$, т.е. с ростом постоянной составляющей входного воздействия $X_{\text{ВХ}}$ доля приращения, приходящаяся на динамическую составляющую $X_{\text{П}}(t)$, падает, а ошибка $\Delta\bar{\gamma}_2 [1]$ в прилегающей к $\bar{F} = 0,5$ зоне уменьшается.

➤ В отличие от РП с ШИМ-1, область частот замедленной дискретизации ($\bar{F} > 0,5$) в РП с ШИМ-2 носит более сложный аperiodический характер (см. табл. 2.4, рис. 5). Так на частотах близких к $\bar{F} = 1,0$ и $\bar{X}_{\text{ВХ}} < 0,05$ составляющие сигналов ОЗД малы, так как гармонический сигнал $X_{\text{П}}(t)$ проходит вблизи точек «с», «d», «е» перехода развертки $Y_{\text{и}}(t)$ нулевого уровня (см. табл. 2.4, рис. 3) и среднее значение выходных импульсов $Y^*(t)$ РП близко к нулю. Под действием гармонического сигнала $X_{\text{П}}(t)$ и $X_{\text{ВХ}} \neq 0$ точка «d₁» переходит в положение «d₂», возникает приращение сигнала $Y^*(t)$, равное Δt_2 (см. табл. 2.4, рис. 3). В результате уровень полезной составляющей выходных импульсов $Y^*(t)$ РП с ШИМ-2 падает, а ошибка системы $\Delta\bar{\gamma}_2 [1]$ растет по мере увеличения $X_{\text{ВХ}}$ (см. табл. 2.4, рис. 5).

➤ Вторая характерная зона ОЗД в РП с ШИМ-2 находится в окрестностях частот $\bar{F} = 1,5$ и $\bar{F} = 2,5$. Здесь вначале с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ ошибка $\Delta\bar{\gamma}_2 [1]$ падает, достигая практически нулевого значения, а затем вновь возрастает (см. табл. 2.4, рис. 5). При $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ и $\bar{F} = 1,5$ под действием сигнала $X_{\text{П}}(t)$ точка «d» переходит в положение «d₁», возникает приращение сигнала $Y^*(t)$, равное Δt_1 (см. табл. 2.4, рис. 4). Примерно при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0,35$ и $\bar{F} = 1,5$ составляющие сигналов ОЗД малы, так как гармонический сигнал $X_{\text{П}}(t)$ проходит вблизи точек «с₁», «d₂», «е₁» и далее с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ приращение сигнала $Y^*(t)$ вновь нарастает до значения Δt_2 (см. табл. 2.4, рис. 4).

➤ В отличие от РП с ШИМ-1 (см. табл. 2.3) в РП с ШИМ-2 имеет место динамическая ошибка несущих колебаний $\Delta\bar{f}_2 [1]$, которая носит периодический характер (см. табл. 2.4, рис. 6). Здесь $\Delta\bar{f}_2 [1]$ не зависит от $\bar{X}_{\text{ВХ}}$, а определяется только соотношением частот гармонического сигнала $X_{\text{П}}(t)$ и

Динамические характеристики РП с ШИМ-2

Структурная схема РП

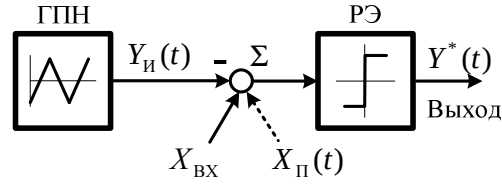


Рис. 1

Временные диаграммы сигналов РП

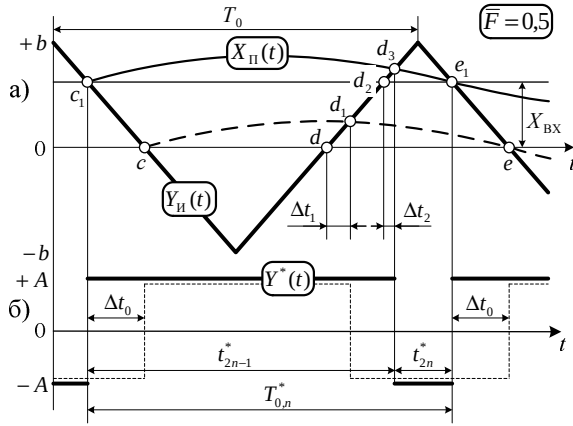


Рис. 2

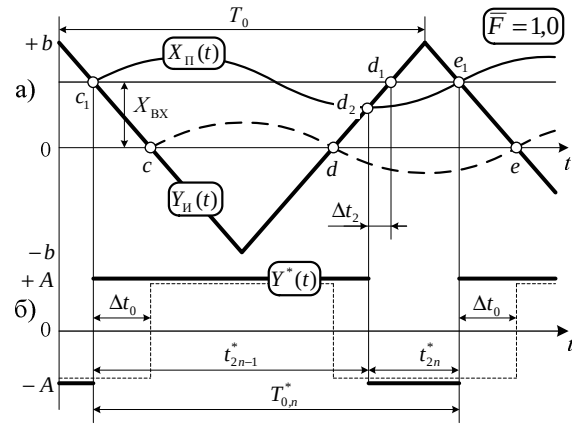


Рис. 3

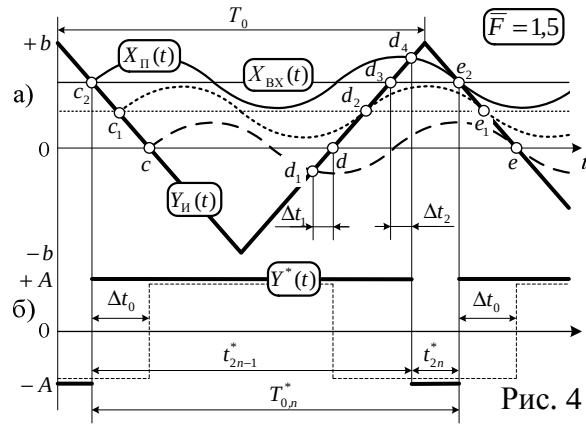


Рис. 4

Рис. 4

Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases}
 t_{2n-1}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 + \bar{X}_{\text{ВХ}} + \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2(n-1)} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n-1}^*\right) \right]; \\
 t_{2n}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - \bar{X}_{\text{ВХ}} - \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n}^*\right) \right]; t_0^* = 0; \\
 T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; \gamma_n^* = t_{2n-1}^*/T_{0,n}^*; \gamma_n = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}); \bar{X}_{\text{ВХ}} = |X_{\text{ВХ}}/b|; \bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi}/b|; \\
 \Delta\bar{\gamma}_2[n] = \left| 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n} \right|; \Delta\bar{f}_2[n] = \left| 1 - \frac{T_0}{T_{0,n}^*} \right|; \bar{F} = T_0/T_{\Pi}; T_0 = 4\bar{b}T_{\Pi}; \bar{b} = |b/A|; n = 1, 2, 3, \dots
 \end{cases} \quad (1)$$

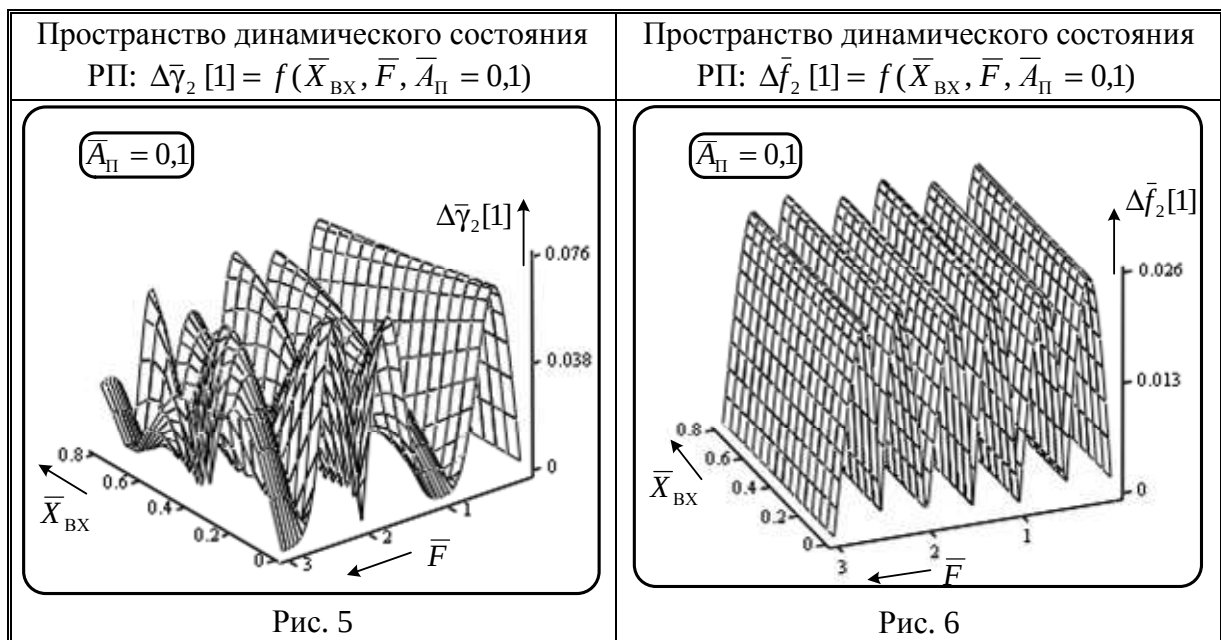
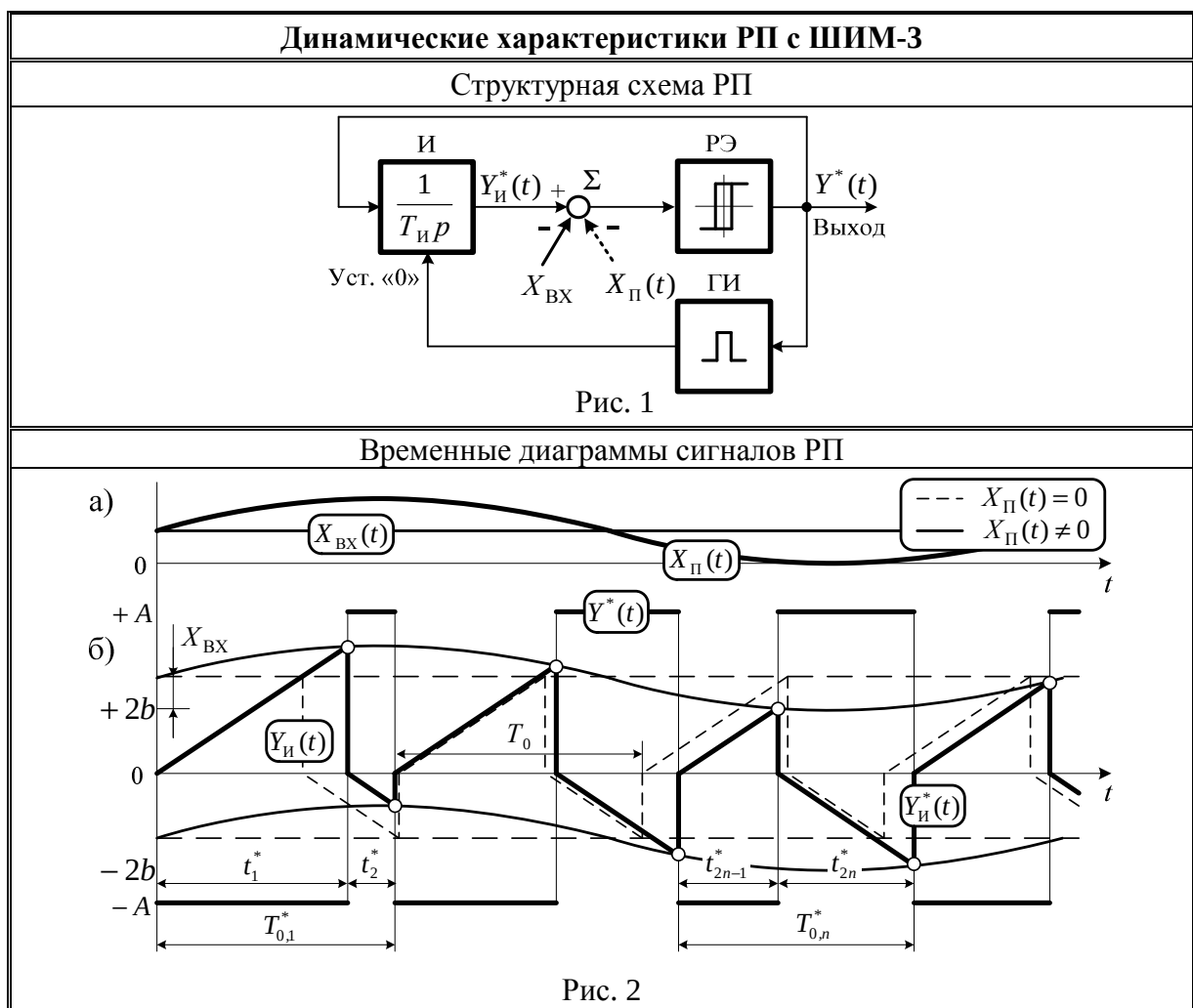
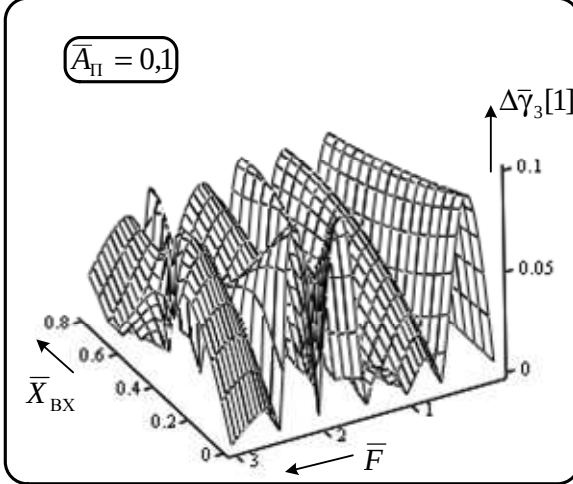
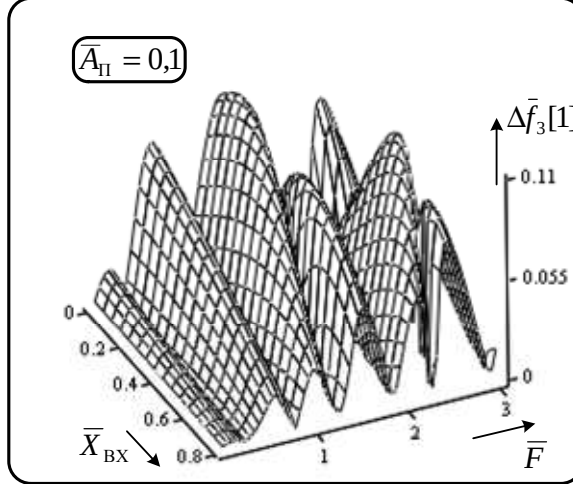


Таблица 2.5



Исходная система уравнений (1)	
$\begin{cases} t_{2n-1}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 + \bar{X}_{\text{BX}} + \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{0,5T_0} \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^*\right) \right]; \\ t_{2n}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - \bar{X}_{\text{BX}} - \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{0,5T_0} \cdot \sum_{i=0}^{i=2n} t_i^*\right) \right]; t_0^* = 0; \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; \gamma_n^* = t_{2n-1}^*/T_{0,n}^*; \gamma_n = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{BX}}); \bar{X}_{\text{BX}} = X_{\text{BX}}/2b ; \bar{A}_{\Pi} = A_{\Pi}/2b ; \\ \Delta\bar{\gamma}_3[n] = \left 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n} \right ; \Delta\bar{f}_3[n] = \left 1 - \frac{T_0}{T_{0,n}^*} \right ; \bar{F} = T_0/T_{\Pi}; T_0 = 4\bar{b}T_{\Pi}; \bar{b} = b/A ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$	
Пространство динамического состояния РП: $\Delta\bar{\gamma}_3[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$	Пространство динамического состояния РП: $\Delta\bar{f}_3[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$
 Рис. 3	 Рис. 4

несущих колебаний $(T_0)^{-1}$ РП. На частотах, кратных $\bar{F} = 0,5$, ошибка $\Delta\bar{f}_2[1]$ достигает нулевого уровня, а в других зонах не превышает 2,5 %, что в большинстве практических случаев является пренебрежимо малой величиной.

➤ Для РП с ШИМ-2 диапазон изменения частоты сигнала помехи $\bar{F}$, при котором отсутствуют ложные срабатывания РЭ и $\bar{A}_{\Pi} = 0,1$, в два раза больше, чем для РП с ШИМ-1 и составляет $0 \leq \bar{F} < 6,4$. Это объясняется тем, что при одинаковой несущей частоты $(T_0)^{-1}$ импульсной системы постоянная времени интегрирования T_{Π} генератора пилообразного напряжения ГПН в РП с ШИМ-2 в два раза меньше, чем в РП с ШИМ-1 (см. табл. 2.3–2.4, рис. 2).

➤ Для РП с ШИМ-3 пространство динамического состояния $\Delta\bar{\gamma}_3[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ имеет идентичный характер с аналогичным

пространством для РП с ШИМ-2 (см. табл. 2.4, рис. 5 и табл. 2.5, рис. 3). В частности, в зоне $0,6 < \bar{F} < 1,5$ уровень сигнала замедленной дискретизации возрастает по мере увеличения постоянной составляющей сигнала управления $\bar{X}_{\text{BX}}$, а в областях $1,5 < \bar{F} < 2,0$ и $2,0 < \bar{F} < 2,5$ закон изменения $\Delta\bar{f}_3$ [1] при изменении $\bar{X}_{\text{BX}}$ носит периодический характер с минимальными значениями в области $\bar{X}_{\text{BX}} \approx 0,35$ и $\bar{X}_{\text{BX}} \approx 0,5$ соответственно (см. табл. 2.5, рис. 3).

➤ Ошибка частоты несущих колебаний $\Delta\bar{f}_3$ [1] в РП с ШИМ-3 имеет наиболее высокий уровень в ОЗД (см. табл. 2.5, рис. 4), причем в диапазоне $0,5 < \bar{F} < 1,5$ ошибка $\Delta\bar{f}_3$ [1] уменьшается с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$, а при $\bar{F} > 1,5$ ее зависимость носит периодический характер с максимумом в зоне $0,3 < \bar{X}_{\text{BX}} < 0,65$. В диапазоне $\bar{F} > 0,5$ максимальная величина $\Delta\bar{f}_3$ [1] для РП с ШИМ-3 составляет около 10 %, что превышает аналогичный параметр для РП с ШИМ-2 примерно в 4 раза (см. табл. 2.4, рис. 6 и табл. 2.5, рис. 4).

➤ По сравнению с ШИМ-1 и ШИМ-2 модуляция вида ШИМ-3 имеет основное преимущество в том, что допускает более широкий частотный диапазон сигналов помех, кото-

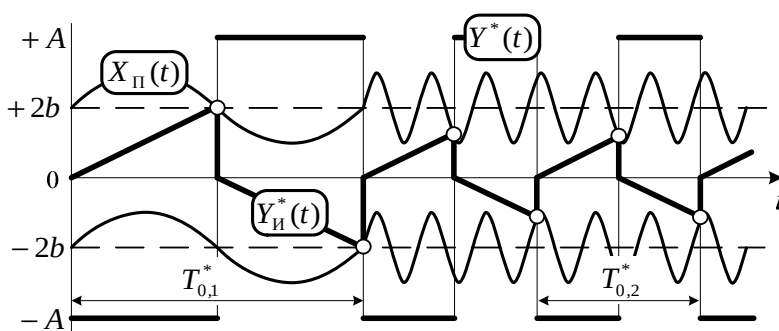


Рис. 2.7. Временные диаграммы сигналов РП с ШИМ-3 при воздействии высокочастотной помехи

рые не приводят к избыточным переключениям РЭ «внутри» интервалов преобразования системы (см. рис. 2.6), а лишь вызывают уменьшение зоны неоднозначности релейного звена автоколебательного контура и рост частоты следования выходных импульсов РП (рис. 2.7).

2.2.3. Динамические характеристики интегрирующих развёртывающих преобразователей

Анализ динамических характеристик интегрирующих РП по отношению к гармоническому сигналу помехи представлен в табл. 2.6–2.8 [72, 74, 82, 97]. Системы уравнений (1), табл. 2.6–2.8 получены на основе временных диаграмм сигналов интегрирующих РП (см. табл. 2.6–2.8, рис. 2). Решение представлено в виде пространств динамических состояний РП:

$$\Delta\bar{\gamma}_{4-6}[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1), \quad \Delta\bar{f}_{5-6}[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1) \quad \text{и}$$

$$\Delta\bar{\gamma}_{4-5}[1] = f(\bar{T}_{\text{ИЗ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1) \quad (\text{см. табл. 2.6, 2.7, рис. 3–5, табл. 2.8, рис. 3–4}).$$

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

➤ Частотная область « $\bar{F}$ » интегрирующих РП, как и любой другой импульсной системы, делится на область достоверной передачи информации и область частот замедленной дискретизации, границей раздела которых является первый максимум пространств $\Delta\bar{\gamma}_{4-6}[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 2.6–2.8, рис. 3). Причем для интегрирующего РП с ЧШИМ с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$ граница раздела ОДП и ОЗД смещается вправо по оси $\bar{F}$, так как уменьшается частота импульсов на выходе РП (см. табл. 2.8, рис. 3).

➤ В ОЗД с ростом нормированной частоты $\bar{F}$ сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ относительные ошибки коэффициента заполнения импульсов $\Delta\bar{\gamma}_4[1]$, $\Delta\bar{\gamma}_5[1]$ и $\Delta\bar{\gamma}_6[1]$ уменьшаются (см. табл. 2.6–2.8, рис. 3), что является прямым следствием замкнутого характера структур РП и наличия интегратора в прямом канале регулирования (см. табл. 2.6–2.8, рис. 1). Причем для интегрирующих РП отсутствуют практические ограничения по верхнему диапазону $\bar{F}$ сигнала высокочастотной помехи. Здесь целесообразно напомнить, что в РП, построенных на основе выборки мгновенных значений сигнала управления с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. табл. 2.3–2.4, рис. 1) нормированная частота сигнала помехи не должно превышать значений $\bar{F} < 3,0$ и $\bar{F} < 6,0$ соответственно, так как в противном случае возникают «ложные» импульсы управления (см. рис. 2.6), которые приводят к дополнительным переключениям силовых ключей преобразователя и росту коммутационных потерь, что, в конечном итоге, может явиться причиной выхода из строя силового вентиляционного блока. Режим, при котором наступает $\Delta\bar{\gamma}_4[1] = 0$, $\Delta\bar{\gamma}_5[1] = 0$ и $\Delta\bar{\gamma}_6[1] = 0$, является следствием того, что при определенном соотношении $\bar{X}_{\text{BX}}$, $\bar{A}_{\Pi}$ и $\bar{F}$ ошибки преобразования на интервалах t_{2n-1}^* и t_{2n}^* , вызванные сигналом $X_{\Pi}(t)$, имеют разные знаки и взаимно компенсируются за период автоколебаний $T_{0,n}^*$.

➤ Во всех интегрирующих РП ошибки $\Delta\bar{\gamma}_4[1]$, $\Delta\bar{\gamma}_5[1]$ и $\Delta\bar{\gamma}_6[1]$ уменьшаются при возрастании $\bar{X}_{\text{BX}}$ (см. табл. 2.6–2.8, рис. 3). Так, например, в ИРП с ЧШИМ данное обстоятельство объясняется тем, что с ростом информативной координаты $\bar{X}_{\text{BX}}$ происходит одновременное снижение частоты импульсов на выходе РП по закону $\bar{f} = 1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2$. В результате при од-

ном и том же значении $\bar{F}$ за один период выходных импульсов РП $T_{0,n}^*$ укладывается большее количество положительных и отрицательных полуволн динамического воздействия $X_{\Pi}(t)$, вследствие чего наблюдается их частичная или полная взаимокомпенсация и, как следствие, уменьшение ошибки $\Delta\bar{\gamma}_6[1]$ с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$.

Таблица 2.6

Динамические характеристики интегрирующего РП с ШИМ-1	
Структурная схема РП	
Рис. 1	
Временные диаграммы сигналов	
Рис. 2	
Исходная система уравнений (1)	
$\left\{ \begin{aligned} &\overline{\Delta b_{2n-1}^*} \cdot T_{И2} - \frac{\bar{A}_{\Pi} T_0}{\pi \bar{F}} \cdot \sin \left(\pi \bar{F} \cdot \left\langle 2(n-1) + \frac{t_{2n-1}^*}{T_0} \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\pi \bar{F} \cdot \frac{t_{2n-1}^*}{T_0} \right); \quad \overline{\Delta b_1^*} = \frac{0,5 T_0 \cdot (1 + \bar{T}_{И2})}{T_{И2}}; \\ &t_{2n-1}^* = \frac{\overline{\Delta b_{2n-1}^*} \cdot T_{И2} - \frac{\bar{A}_{\Pi} T_0}{\pi \bar{F}} \cdot \sin \left(\pi \bar{F} \cdot \left\langle 2(n-1) + \frac{t_{2n-1}^*}{T_0} \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\pi \bar{F} \cdot \frac{t_{2n-1}^*}{T_0} \right)}{1 + \bar{X}_{\text{ВХ}} + \bar{T}_{И2}}; \\ &t_{2n}^* = T_0 - t_{2n-1}^*; \quad T_{0,n}^* = T_0 = 4\bar{b} T_{И1}; \quad \overline{\Delta b_{2n}^*} = (t_{2n-1}^* \cdot \bar{X}_0) / T_{И1}; \quad T_{И1} = X_0 T_0 / A_{\text{ГПН}}; \quad \overline{\Delta b_i^*} = \Delta b_i^* / A ; \\ &\gamma_n^* = t_{2n}^* / T_{0,n}^*; \quad \Delta \bar{\gamma}_4[n] = \left 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n^* _{\bar{A}_{\Pi}=0}} \right ; \quad \Delta \bar{f}_4[n] = \left 1 - \frac{T_0}{T_{0,n}^*} \right ; \quad n = 1, 2, 3, \dots; \quad \bar{b} = b/A ; \quad \bar{X}_0 = X_0/A ; \\ &\overline{\Delta b_{2n-1}^*} = \overline{\Delta b_{2(n-1)}^*} + \frac{1}{T_{И2}} \cdot \left[(1 - \bar{X}_{\text{ВХ}}) \cdot t_{2n-2}^* - \frac{\bar{A}_{\Pi} T_0}{\pi \bar{F}} \cdot \sin \left(\pi \bar{F} \cdot \left\langle 2(n-1) - \frac{t_{2n-2}^*}{T_0} \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\pi \bar{F} \cdot \frac{t_{2n-2}^*}{T_0} \right) \right]; \\ &n = 2, 3, \dots; \quad \bar{X}_{\text{ВХ}} = X_{\text{ВХ}}/A ; \quad \bar{A}_{\Pi} = A_{\Pi}/A ; \quad \bar{F} = T_0/T_{\Pi}; \quad \bar{T}_{И2} = (T_{И2} \cdot X_0)/(T_{И1} \cdot A) . \end{aligned} \right.$	

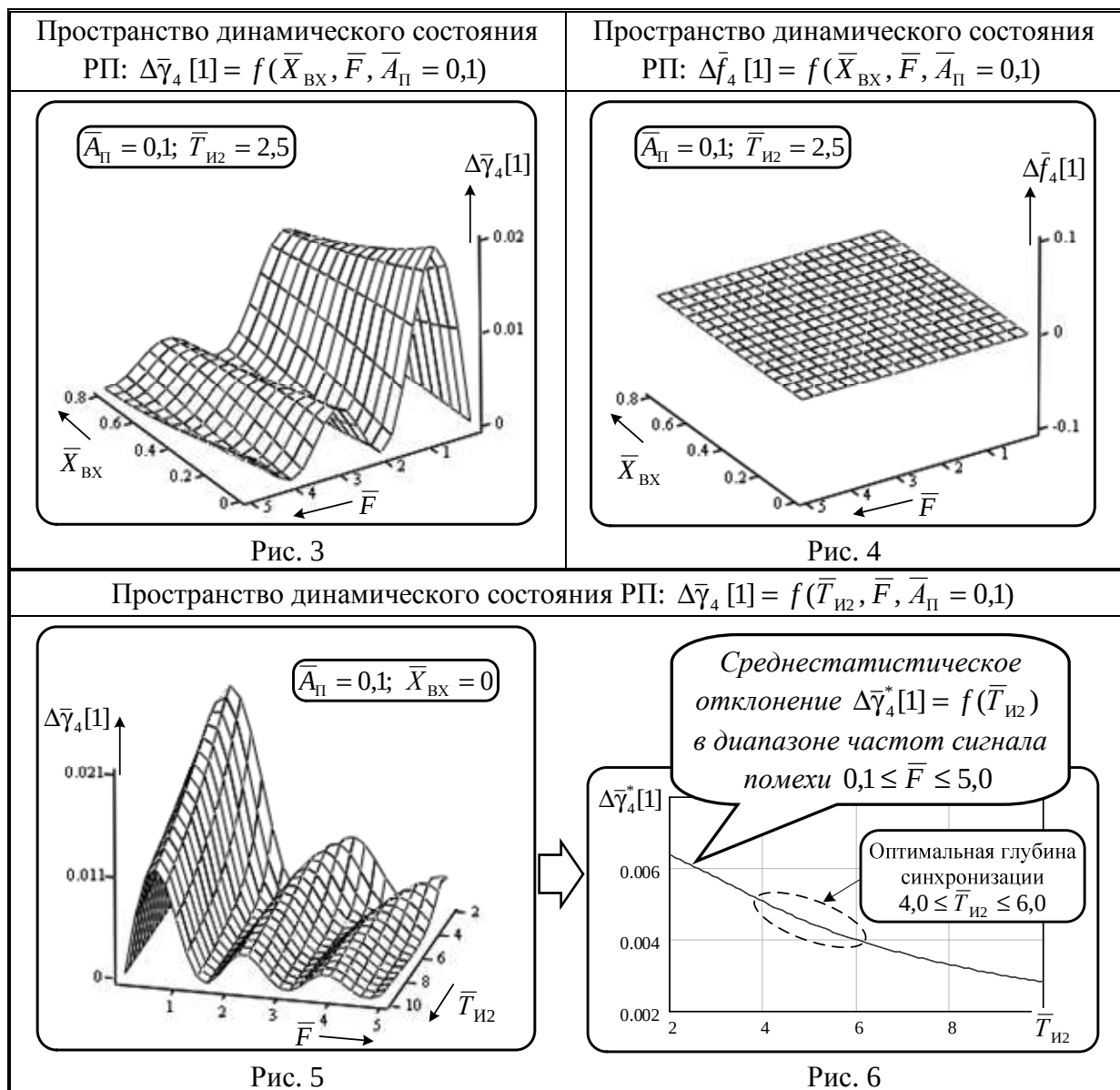
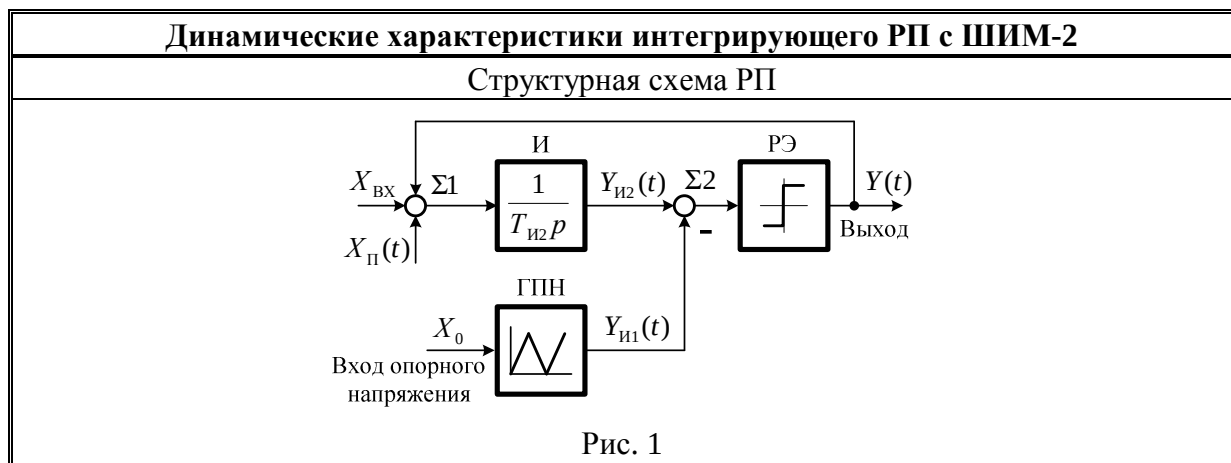
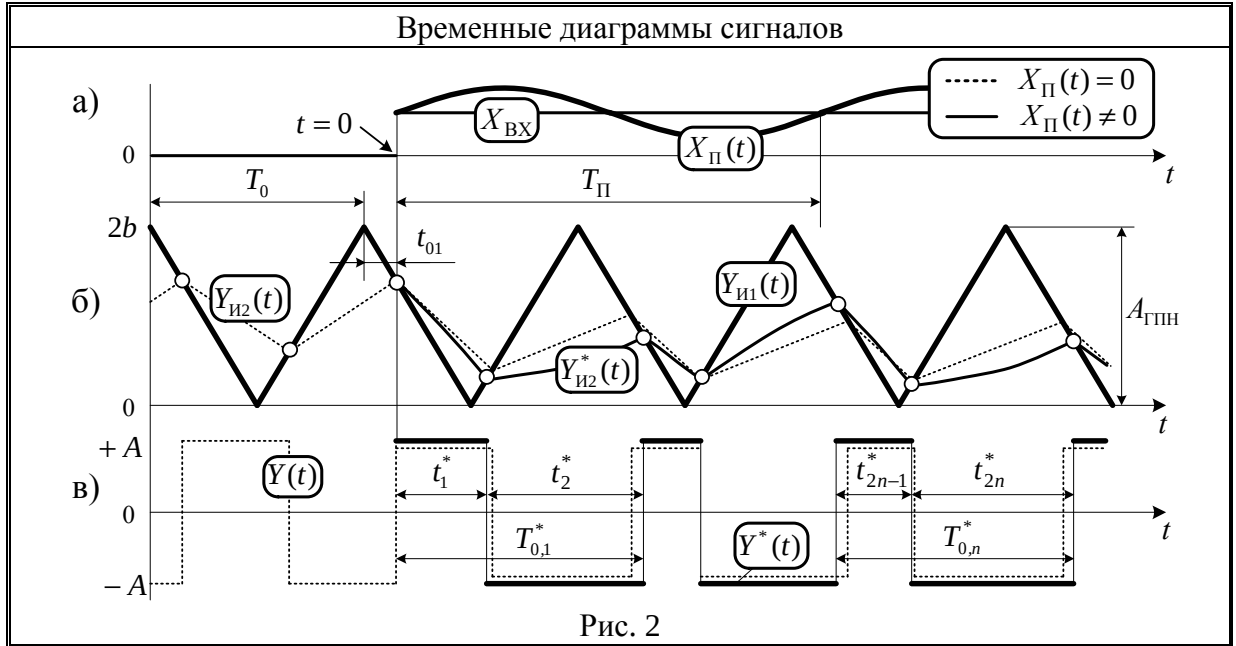


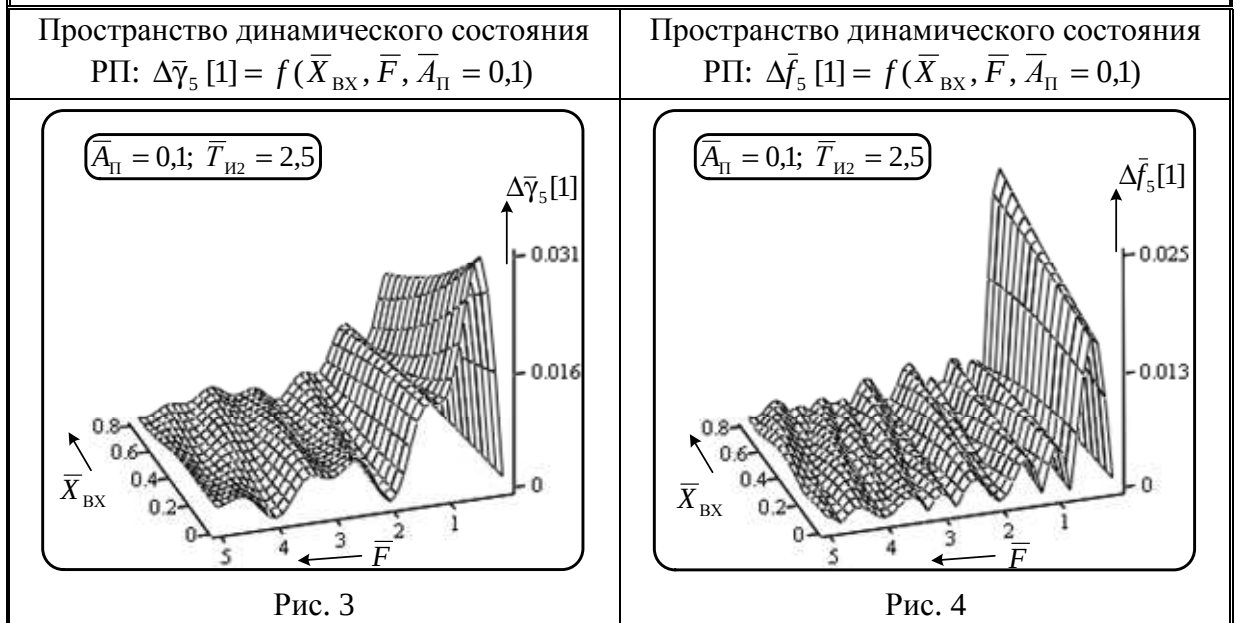
Таблица 2.7





Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases} \bar{T}_{И2} \cdot \left((2n-1) \cdot T_0 - 2t_{01} - 2 \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right) - \frac{\bar{A}_{И1} T_0}{\pi \bar{F}} \cdot \sin \left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n-1}^* \right); \\ t_{2n-1}^* = \frac{1 + \bar{X}_{ВХ} + \bar{T}_{И2}}{1 - \bar{X}_{ВХ} + \bar{T}_{И2}}; \\ \bar{T}_{И2} \cdot \left((2n) \cdot T_0 - 2t_{01} - 2 \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right) + \frac{\bar{A}_{И1} T_0}{\pi \bar{F}} \cdot \sin \left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n}^* \right); \\ t_{2n}^* = \frac{1 - \bar{X}_{ВХ} + \bar{T}_{И2}}{1 - \bar{X}_{ВХ} + \bar{T}_{И2}}; t_0^* = 0; \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; \gamma_n^* = t_{2n}^* / T_{0,n}^*; t_{01} = 0,25 T_0 \cdot (\bar{T}_{И2} - 1) / \bar{T}_{И2}; T_{И1} = X_0 T_0 / 2 A_{ГПН}; \bar{F} = T_0 / T_{П}; \\ \Delta \bar{\gamma}_5[n] = \left| 1 - \frac{\gamma_n^*}{\gamma_n^*|_{\bar{A}_{П}=0}} \right|; \Delta \bar{f}_5[n] = \left| 1 - \frac{T_0}{T_{0,n}^*} \right|; n = 1, 2, 3, \dots; \bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ} / A|; \bar{A}_{П} = |A_{П} / A|; \bar{T}_{И2} = \left| \frac{T_{И2} \cdot X_0}{T_{И1} \cdot A} \right|. \end{cases}$$



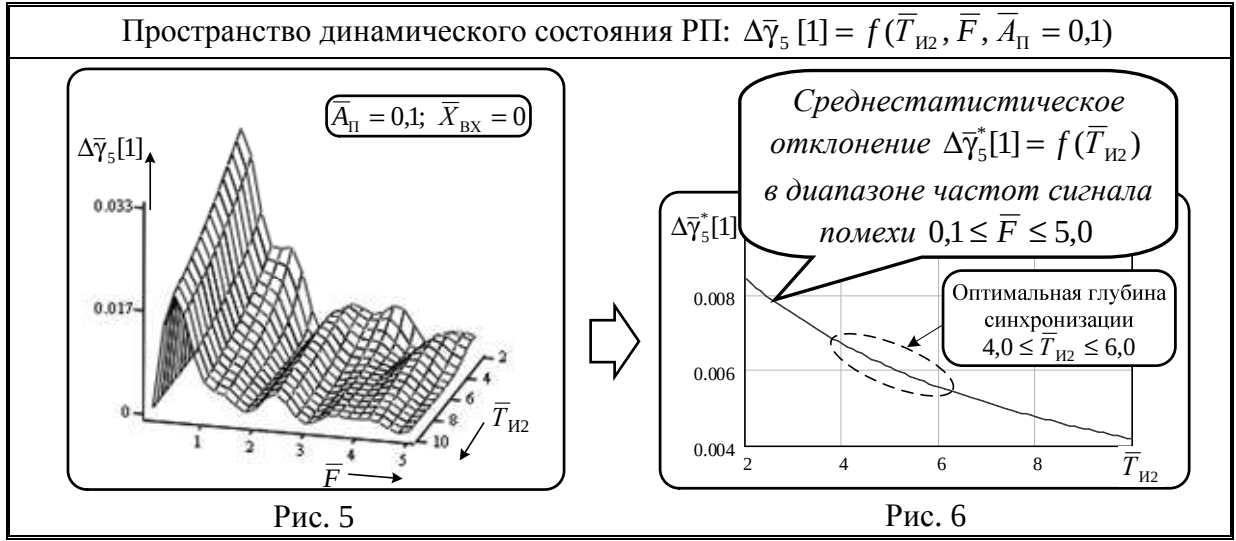
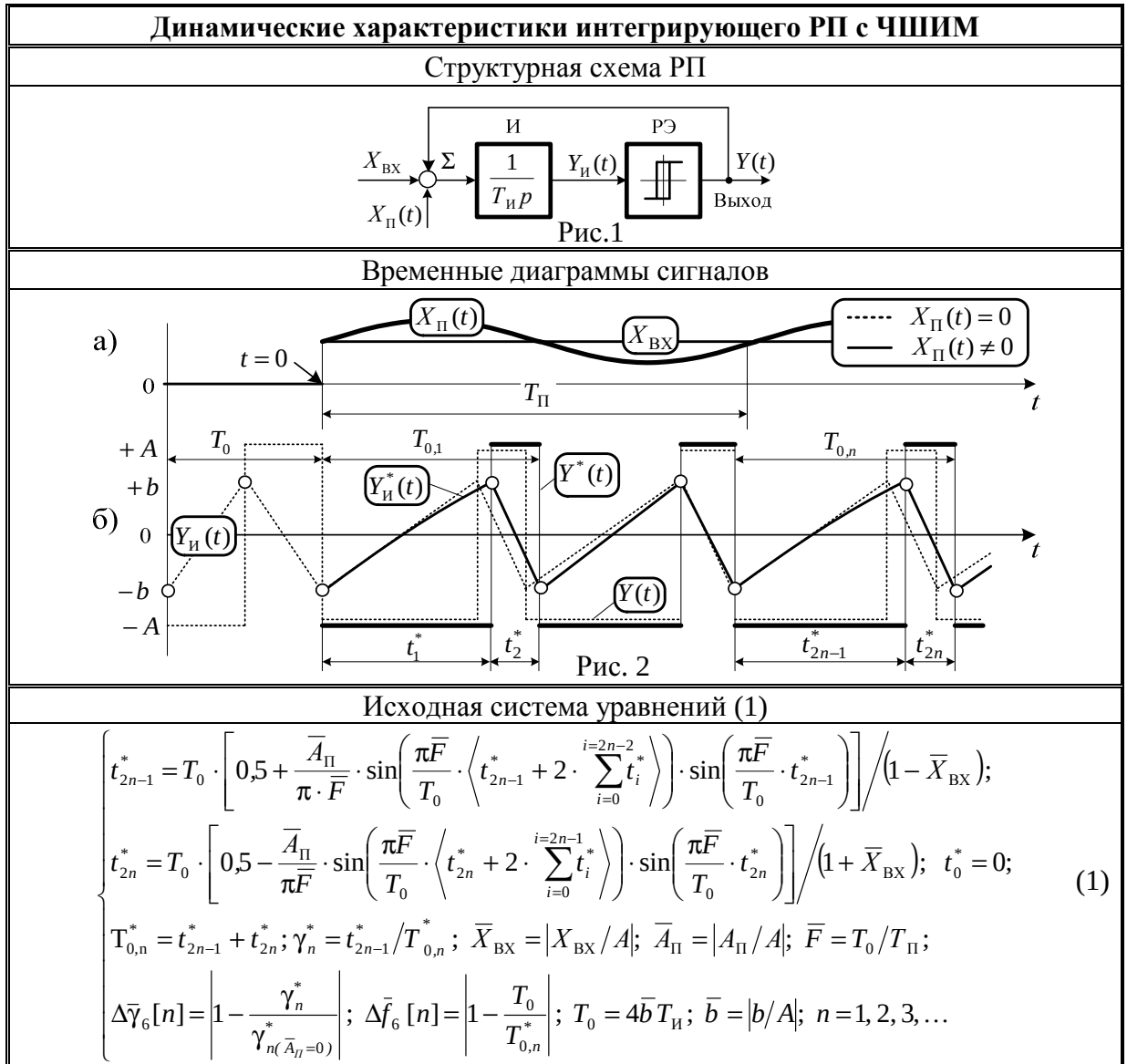
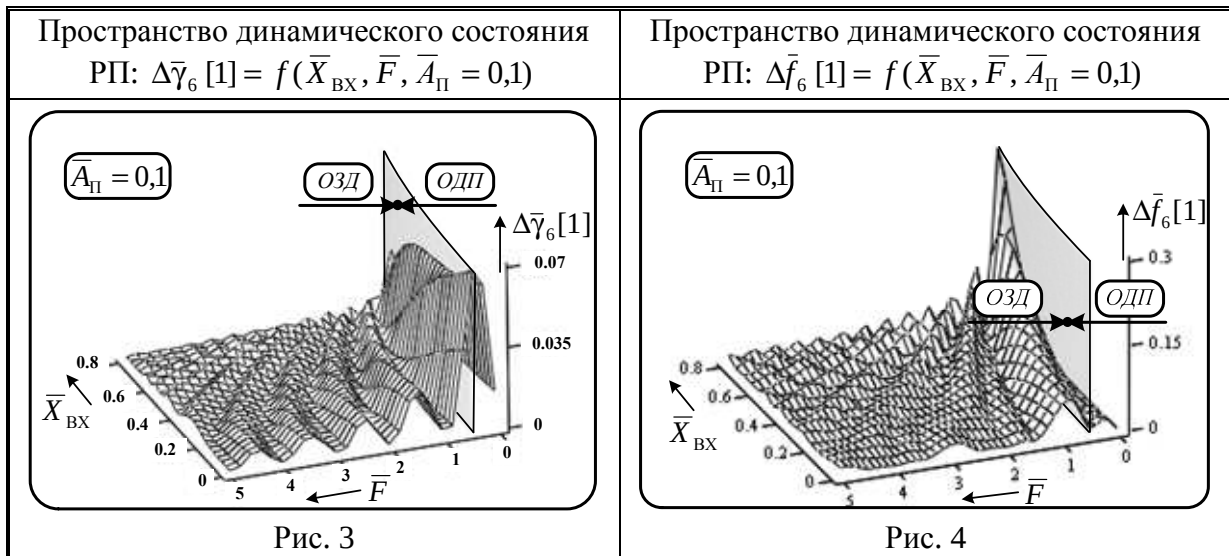


Таблица 2.8





➤ В отличие от ИРП с ШИМ-1, ИРП с ШИМ-2 и ЧШИМ характеризуются отклонением частоты несущих колебаний от заданного значения (см. табл. 2.6–2.8, рис. 4). Наибольший уровень ошибок $\Delta\bar{f}_5[1] \approx 2,5\%$ для ИРП с ШИМ-2 и $\Delta\bar{f}_6[1] \approx 30\%$ для ИРП с ЧШИМ наблюдается на границе раздела ОДП и ОЗД. Причем с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ ошибки $\Delta\bar{f}_5[1]$ и $\Delta\bar{f}_6[1]$ возрастают. Происходит это вследствие того, что в интервале t_{2n}^* в ИРП с ШИМ-2 (см. табл. 2.7, рис. 2) и t_{2n-1}^* в ИРП с ЧШИМ (см. табл. 2.8, рис. 2) увеличение постоянной составляющей сигнала управления $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ эквивалентно ослаблению сигнала обратной связи в ИРП и росту относительного уровня $X_{\text{П}}(t)$, когда развертывающая функция на выходе интегратора оказывается более чувствительной к динамической составляющей информативного воздействия $X_{\text{П}}(t)$. В ОЗД ошибки $\Delta\bar{f}_5[1]$ и $\Delta\bar{f}_6[1]$ монотонно убывают с ростом $\bar{F}$, что объясняется интегрирующим способом развертывающего преобразования.

➤ В ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2 с ростом относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{И2}} = |(T_{\text{И2}} \cdot X_0)/(T_{\text{И1}} \cdot A)|$ значения $\Delta\bar{\gamma}_4[1]$ и $\Delta\bar{\gamma}_5[1]$ уменьшаются как в ОДП, так и в ОЗД (см. табл. 2.6–2.7, рис. 5). Это свидетельствует о росте инерционности интегрирующих РП.

➤ Для определения области оптимального значения $\bar{T}_{\text{И2}}$ в ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2 воспользуемся среднестатистическими характеристиками $\Delta\bar{\gamma}_4^*[1] = f(\bar{T}_{\text{И2}})$ и $\Delta\bar{\gamma}_5^*[1] = f(\bar{T}_{\text{И2}})$ в диапазоне частот сигнала помехи $0,1 \leq \bar{F} \leq 5,0$ (см. табл. 2.6–2.7, рис. 6), из которых следует, что увеличение

относительной постоянной времени интегрирования выше $\bar{T}_{и2} \geq 6,0$ не дает ощутимых результатов по снижению среднестатистических ошибок $\Delta\bar{\gamma}_4^*[1]$ и $\Delta\bar{\gamma}_5^*[1]$. В то же время при $\bar{T}_{и2} < 4,0$ величины $\Delta\bar{\gamma}_4^*[1]$ и $\Delta\bar{\gamma}_5^*[1]$ резко возрастают. Поэтому для систем управления ВП с низким уровнем помех в каналах передачи информации значение $\bar{T}_{и2}$ следует выбирать в диапазоне $2,1 \leq \bar{T}_{и2} \leq 3,0$, а в СУ с высоким уровнем помех – $3,0 \leq \bar{T}_{и2} \leq 6,0$.

2.2.4. Сравнительный анализ динамических характеристик развертывающих преобразователей

Для объективного сравнения динамических характеристик различных классов РП воспользуемся аппаратом амплитудно-частотных характеристик (см. рис. 2.5), а также понятием среднестатистического отклонение коэффициента заполнения импульсов $\Delta\bar{\gamma}^*[1]$ (2.3) и частоты несущих колебаний $\Delta\bar{f}^*[1]$ (2.4) на пространстве динамического состояния РП (см. рис. 2.4).

Сравнительная оценка РП различных классов приведена на рис. 2.9, на основании которой были сделаны следующие основные выводы:

➤ ЛАЧХ РП с ШИМ-1, ШИМ-2, ШИМ-3 практически совпадают (см. рис. 2.8 а), так как в них заложен общий для всех способ выборки мгновенных значений сигнала управления, когда установившееся значение импульсов на выходе РП достигается за один интервал дискретизации импульсной системы. При этом граница полосы пропускания РП с ШИМ-1, 2, 3 определяется из теоремы В.А. Котельникова [16] и составляет $\bar{F}_{CP} = f_{CP} / f_0 \leq 0,5$, где f_0 – несущая частота импульсной системы.

➤ Сравнительный анализ поведения РП в ОЗД в диапазоне частот $0,5 \leq \bar{F} \leq 3,0$ по критерию минимума среднестатистического значения коэффициента заполнения импульсов $\Delta\bar{\gamma}^*[1]$ при изменении $\bar{X}_{BX}$ (см. рис. 2.8 б) показал, что наибольший уровень замедленной дискретизации характерен для РП с ШИМ-1 (при $\bar{X}_{BX} = 0$ $\Delta\bar{\gamma}_1^*[1] \cong 6\%$), а наименьший – для РП с ШИМ-2 (при $\bar{X}_{BX} = 0$ $\Delta\bar{\gamma}_2^*[1] \cong 3\%$), РП с ШИМ-3 занимает среднее положение.

➤ Модуляция вида ШИМ-2 и ШИМ-3 в «малом» при работе с динамическим сигналом является разновидностью частотно-широотно-импульсной модуляции, так как характеризуется отклонением частоты несущих колеба-

ний от заданного значения (см. рис. 2.8 в). Для РП с ШИМ-3 наибольший уровень среднестатистического отклонения частоты $\Delta \bar{f}_3^*[1]$ в диапазоне $0,5 \leq \bar{F} \leq 3,0$ достигает значения около 5 % при $\bar{X}_{\text{ВХ}} \approx 0,5$, а для РП с ШИМ-2 среднестатистическая ошибка $\Delta \bar{f}_2^*[1]$ остается постоянной во всем диапазоне изменения $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ и составляет 1,5 %, что является пренебрежимо малой величиной.

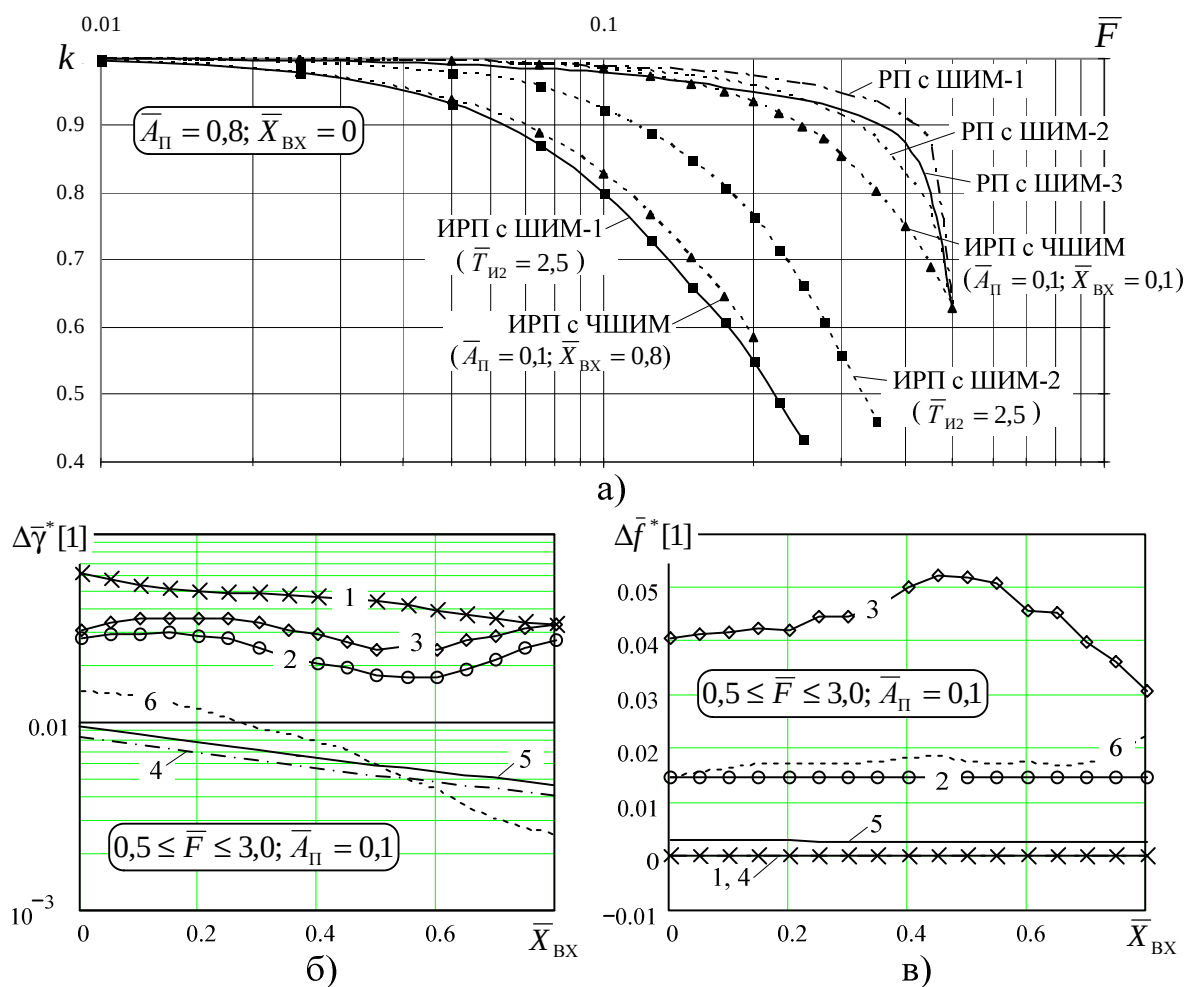


Рис. 2.8. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики (а); среднестатистическая ошибка коэффициента заполнения импульсов $\Delta \bar{\gamma}^*[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}})$ (б) и частоты несущих колебаний $\Delta \bar{f}^*[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}})$ (в) в ОЗД для РП различных классов (1 – РП с ШИМ-1; 2 – РП с ШИМ-2; 3 – РП с ШИМ-3; 4 – ИРП с ШИМ-1 ($\bar{T}_{\text{и2}} = 2,5$); 5 – ИРП с ШИМ-2 ($\bar{T}_{\text{и2}} = 2,5$); 6 – ИРП с ЧШИМ)

➤ Поэтому из всех видов РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления предпочтение следует отдать РП с ШИМ-2, так как данный класс развертывающих систем обеспечивает высокое быстродействие (см. рис. 2.8 а) и низкий уровень ошибок $\Delta \bar{\gamma}^*[1]$ и $\Delta \bar{f}^*[1]$ в ОЗД (см. рис. 2.8 б,

в), что благоприятно сказывается на помехоустойчивости систем управления ВП в целом.

➤ Интегрирующие РП в области достоверной передачи информации ($(\bar{F} = f / f_0) \leq 0,5$) обладают свойствами, близким к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка $W(p) = 1/(T_{\Sigma} p + 1)$ (см. рис. 2.8 а) с эквивалентной постоянной времени $T_{\Sigma} \approx 0,47 \cdot \bar{T}_{\text{И2}} \cdot T_0$ для интегрирующего РП с ШИМ-1, $T_{\Sigma} \approx 0,27 \cdot \bar{T}_{\text{И2}} \cdot T_0$ для ИРП с ШИМ-2 и $T_{\Sigma} \approx 0,36 \cdot T_0 / (1 - \bar{X}_{\text{ВХ}}^2)$ для ИРП с ЧШИМ, что говорит о более низком быстродействии интегрирующих устройств по сравнению с РП, построенных на основе выборки мгновенных значений сигнала управления.

➤ Наихудшим быстродействием среди интегрирующих РП обладает ИРП с ШИМ-1 (см. рис. 2.8 а). Для ИРП с ШИМ-2 полоса пропускания в относительных единицах при $\bar{T}_{\text{И2}} = 2,5$ составляет $\bar{F}_{\text{ср}} = f_{\text{ср}} / f_0 = 1 / (2\pi \cdot 0,27 \cdot \bar{T}_{\text{И2}}) \approx 0,23$, что примерно в 1,8 раза больше, чем для ИРП с ШИМ-1. В ИРП с ЧШИМ полоса пропускания зависит от постоянной составляющей входного сигнала, так, например, при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0,1$ $\bar{F}_{\text{ср}} = f_{\text{ср}} / f_0 = (1 - \bar{X}_{\text{ВХ}}^2) / (2\pi \cdot 0,36) \approx 0,43$, а для $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0,8$ составляет всего лишь $\bar{F}_{\text{ср}} \approx 0,15$.

➤ Интегрирующие развертывающие преобразователи по сравнению с РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления, обладают повышенной помехоустойчивостью в ОЗД (см. рис. 2.8 б). Так, в диапазоне частот сигнала помехи $0,5 \leq \bar{F} \leq 3,0$ среднестатистическое отклонение коэффициента заполнения импульсов $\Delta \bar{\gamma}^*[1]$ для ИРП с ЧШИМ при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ составляет 1,5 %, что примерно в 4 раза меньше, чем для РП с ШИМ-1, построенного на основе выборки мгновенных значений сигнала управления. Для интегрирующего РП с ШИМ-2 эта же ошибка при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ составляет 1,0 % и 0,8 % для ИРП с ШИМ-1.

➤ Среди интегрирующих РП в диапазоне $0 \leq \bar{X}_{\text{ВХ}} \leq 0,5$ наиболее высокой помехоустойчивостью обладает ИРП с ШИМ-1, а при $\bar{X}_{\text{ВХ}} > 0,5$ ИРП с ЧШИМ (см. рис. 2.8 б). Данное обстоятельство объясняется тем, что с ростом информативной координаты $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ происходит одновременное снижение частоты импульсов на выходе РП с ЧШИМ по закону $\bar{f} = 1 - \bar{X}_{\text{ВХ}}^2$. В результате при одном и том же значении $\bar{F}$ за один период выходных им-

пульсов РП $T_{0,n}^*$ «укладывается» большее количество положительных и отрицательных полувольт динамического воздействия $X_{\Pi}(t)$, вследствие чего наблюдается их частичная или полная взаимокompенсация и, как следствие, уменьшение ошибки $\Delta\bar{\gamma}_6^*[1]$ с ростом $\bar{X}_{\text{вх}}$.

➤ В отличие от ИРП с ШИМ-1, в интегрирующих РП с ШИМ-2 и ЧШИМ имеет место среднестатистическая ошибка частоты несущих колебаний $\Delta\bar{f}^*[1]$ (см. рис. 2.8 в). Для ИРП с ШИМ-2 данная ошибка практически не зависит от $\bar{X}_{\text{вх}}$ и составляет всего лишь $\Delta\bar{f}_5^*[1] \cong 0,3\%$. ИРП с ЧШИМ характеризуется более высоким отклонением частоты несущих колебаний от заданного значения ($\Delta\bar{f}_6^*[1] < 2,5\%$), что следует из принципа работы устройства, когда входная координата $X_{\text{вх}}$ совместно с динамическим сигналом $X_{\Pi}(t)$ воздействует не только на коэффициент заполнения импульсов на выходе РП, но и на частоту автоколебательной системы.

➤ Для интегрирующих РП отсутствуют практические ограничения по верхнему диапазону $\bar{F}$ сигнала высокочастотной помехи. Здесь целесообразно напомнить, что в РП, построенных на основе выборки мгновенных значений сигнала управления с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. табл. 2.3–2.4, рис. 1) нормированная частота сигнала помехи не должно превышать значений $\bar{F} < 3,0$ и $\bar{F} < 6,0$ соответственно, так как в противном случае возникают «ложные» импульсы управления (см. рис. 2.6), которые приводят к дополнительным переключениям силовых ключей преобразователя и росту коммутационных потерь, что, в конечном итоге, может явиться причиной выхода из строя силового вентиляционного блока.

➤ Таким образом, интегрирующие преобразователи обладают более низким быстродействием и высокой помехоустойчивостью со стороны информационного входа по сравнению с РП, построенных на основе выборки мгновенных значений информативной координаты, и, главным образом, целесообразны к применению на промышленных объектах с высоким уровнем помех в каналах передачи сигнала управления, а также в электроприводах, в которых электропитание осуществляется от автономных источников, либо от систем электроснабжения ограниченной мощности.

Весьма интересным и ценным для практики свойством интегрирующих РП является их способность изменять свои динамические характеристики в зависимости от уровня сигнала синхронизации или входного воздействия.

На рис. 2.9 приведены ЛАЧХ интегрирующих РП в области достоверной передачи информации при различных значениях относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{и2}$ в ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. табл. 2.2, рис. 1, 3) и нормированного значения постоянной составляющей входного сигнала $\bar{X}_{вх}$ в ИРП с ЧШИМ (см. табл. 2.2, рис. 5).

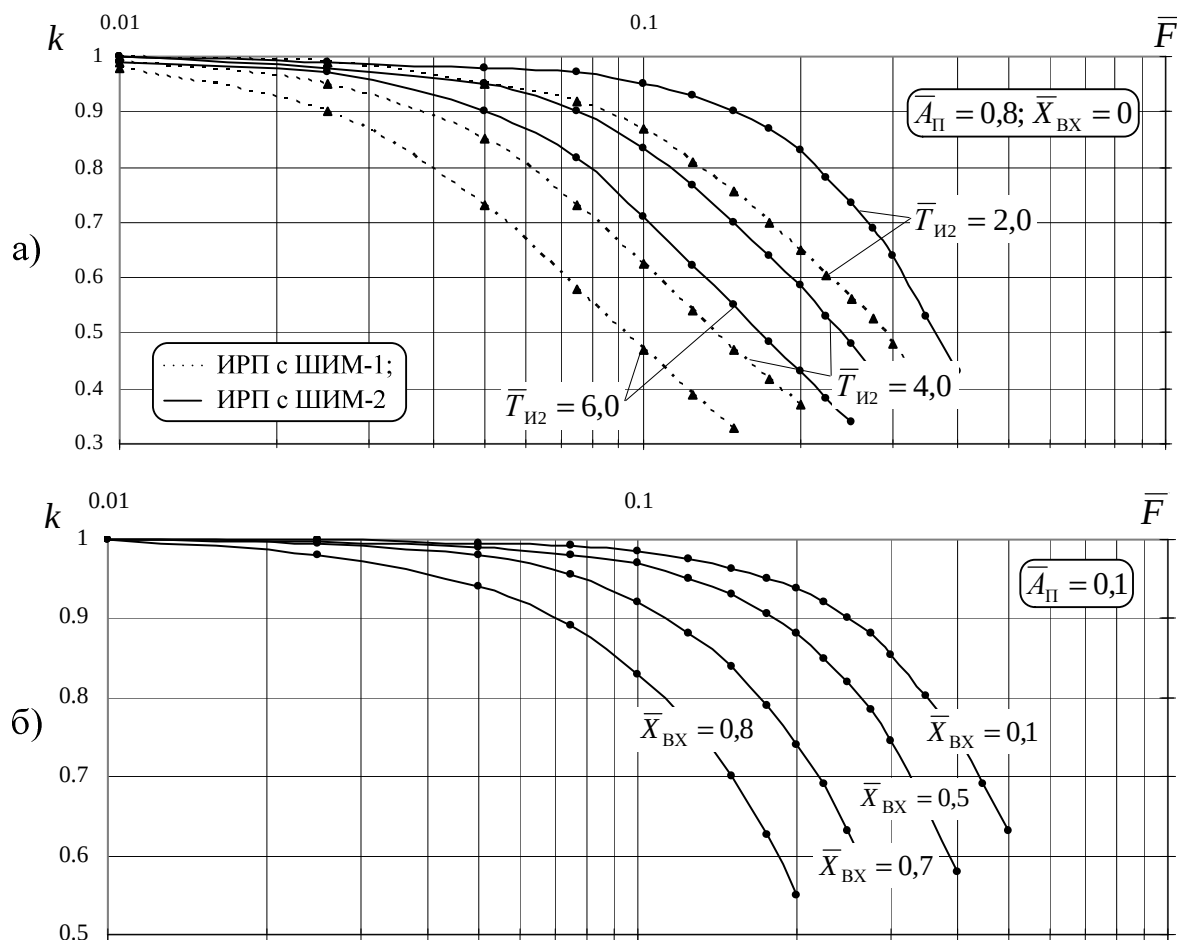


Рис. 2.9. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики интегрирующих РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (а) и ЧШИМ (б)

Анализ ЛАЧХ (см. рис. 2.9) позволяет сделать следующие основные выводы:

➤ Интегрирующие РП (см. табл. 2.2) в диапазоне частот сигнала управления $(\bar{F} = f / f_0) \leq 0,5$ обладают свойствами, близкими к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка с передаточной функцией $W(p) = 1 / (T_{\ominus} p + 1)$. Причем для ИРП с ШИМ-1 эквивалентная постоянная времени

$$T_{\ominus} \approx 0,47 \cdot \bar{T}_{и2} \cdot T_0, \quad (2.6)$$

для ИРП с ШИМ-2

$$T_{\Sigma} \approx 0,27 \cdot \bar{T}_{\text{и2}} \cdot T_0 \quad (2.7)$$

для ИРП с ЧШИМ

$$T_{\Sigma} \approx 0,36 \cdot T_0 / (1 - \bar{X}_{\text{вх}}^2). \quad (2.8)$$

➤ В интегрирующих РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 нормированное значение частоты среза (полоса пропускания) $\bar{F}_{\text{ср}} = T_0 / T_{\Sigma}$ зависит от относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{и2}} = |(T_{\text{и2}} \cdot X_0) / (T_{\text{и1}} \cdot A)|$ (см. рис. 2.9 а). Для ИРП с ШИМ-2 полоса пропускания $\bar{F}_{\text{ср}}$ почти в два раза больше, чем для ИРП с ШИМ-1. Это объясняется тем, что при одинаковой несущей частоты $(T_0)^{-1}$ импульсной системы постоянная времени интегрирования $T_{\text{и1}}$ генератора пилообразного напряжения в ИРП с ШИМ-2 в два раза меньше, чем в ИРП с ШИМ-1 (см. табл. 2.2, рис. 2, 4). В ИРП с ЧШИМ частота среза $\bar{F}_{\text{ср}} = T_0 / T_{\Sigma}$ уменьшается при увеличении постоянной составляющей входного сигнала $\bar{X}_{\text{вх}}$ (см. рис. 2.9 б), так как происходит одно-временное снижение частоты импульсов на выходе РП по закону $\bar{f} = 1 - \bar{X}_{\text{вх}}^2$ (см. табл. 2.2, рис. 8).

Способность интегрирующих РП перестраивать свои динамические характеристики в зависимости от глубины синхронизации или уровня входного сигнала управления позволяет с их помощью эффективно решать вопросы построения адаптивных фильтров систем управления технологическими процессами [11, 12, 94, 99, 211, 272, 293].

2.3. СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ МОДУЛЯЦИИ

2.3.1. Методика анализа спектральных характеристик развертывающих преобразователей

Для определения уровня и частот гармоник, возникающих на выходе РП различных классов, автором впервые был проведен анализ спектральных характеристик развертывающих систем в широком частотном диапазоне [71, 89, 90, 91, 313], включая область частот замедленной дискретизации сигнала помехи, которая, как будет показано ниже, с позиции качества процесса регулирования является наиболее опасной зоной, так как может вызвать резкое увеличение ошибки регулирования, а в ряде случаев и неработоспособность САУ из-за преобразования высокочастотного спектра по-

мех в низкочастотные сигналы, находящиеся в полосе рабочих частот систем управления ВП.

Методика исследования спектральных характеристик, предложенная автором [71, 90], заключается в том, что на информационный вход РП одновременно подается сигнал управления $X_{BX}(t)$ и переменный гармонический $X_{П}(t)$ сигнал с постоянной амплитудой $A_{П}$ и переменной частотой $(T_{П})^{-1}$ в широком частотном диапазоне (рис. 2.10). В результате на выходе РП формируются импульсы $Y(t)$ с частотой $(T_{0,n})^{-1}$. Выделение средней составляющей Y_0 выходных импульсов РП производится с помощью цифрового фильтра ЦФ, реализующего алгоритм вида $Y_0 = A \cdot (t_{2n-1} - t_{2n}) / T_{0,n}$. При этом однозначная связь между уровнем входного сигнала $X_{BX}(t) + X_{П}(t)$ и величиной Y_0 выходных импульсов РП возникает только по окончании периода следования $T_{0,n}$ импульсов $Y(t)$ (см. рис. 2.10).

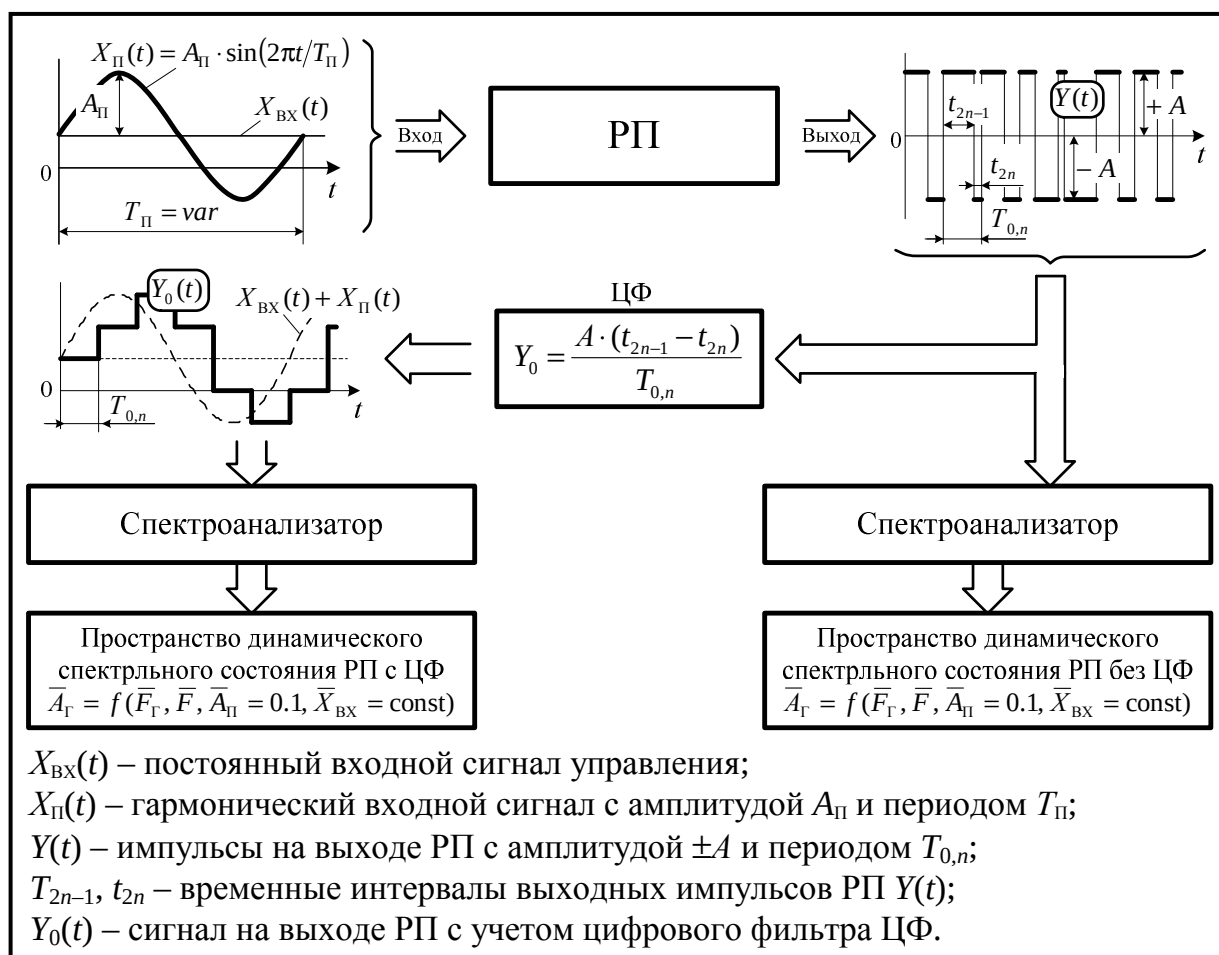


Рис. 2.10. Методика анализа спектральных характеристик развертывающих преобразователей

Анализ проводился в относительных единицах, что исключает влияние конкретных параметров функциональных блоков РП на вид получаемых характеристик. В качестве базовых приняты следующие величины:

– $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РП (для РП с ШИМ-1 и ШИМ-3 (см. табл. 2.1, рис. 1, 5) используется значение амплитуды сигнала развертки $\pm 2b$, а для РП с ШИМ-2 (см. табл. 2.1, рис. 3) – значение $\pm b$ при условии равенства $|2b| = |A|$ или $|b| = |A|$);

– частота f_0 (период T_0) несущих колебаний РП при нулевом уровне информативного сигнала и при $X_{\Pi}(t) = 0$.

Уровень гармоник и их частота измерялись спектроанализатором непосредственно на выходе импульсной системы и на выходе РП с учетом ЦФ (см. рис. 2.10). Результаты исследований представлены в виде пространств динамических спектральных состояний $\bar{A}_\Gamma = f(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$, снятых при отсутствии и наличии ЦФ на выходе РП, и поясняются переходными характеристиками $\bar{X}_\Pi[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $\bar{f}[n]$. Здесь $\bar{A}_\Gamma = |A_\Gamma/A|$ – нормированная амплитуда гармоник выходного сигнала РП при наличии и отсутствии ЦФ; $\bar{F}_\Gamma = |f_\Gamma/f_0|$ – нормированное значение частоты гармоники в выходном сигнале РП; $\bar{A}_\Pi = |A_\Pi/A|$, $\bar{F} = |f_\Pi/f_0|$ – нормированное значение амплитуды A_Π и частоты f_Π сигнала помехи (динамического входного сигнала) соответственно; $\bar{Y}_0 = |Y_0/A|$ – нормированное среднее значение импульсов на выходе РП; $\bar{f} = |f/f_0|$ – нормированная частоты выходных импульсов РП; $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации выходных импульсов РП.

Спектральные характеристики развертывающих преобразователей были получены на основе компьютерного моделирования с применением программы *MatLab+Simulink* [55, 100, 149, 276].

Здесь и далее под статическими спектральными характеристиками понимаются те, которые имеет РП при статическом сигнале на информационном входе [71].

Учитывая, что любая импульсная система на частотах входного воздействия, превышающих $0,5f_0$, переходит в режим замедленной дискретизации [16, 147, 260, 264] и фактически работает в режиме преобразования спектра динамической составляющей информационного сигнала, впервые вводится понятие «динамического спектра» или «динамических спектральных ха-

рактических». При этом динамический спектр характеризует частотные составляющие выходных импульсов, сформированные в результате замедленной дискретизации РП динамического входного сигнала. Эти составляющие являются низкочастотными и в силу этого оказывают неблагоприятное воздействие на систему управления, так как практически неразличимы на фоне полезного сигнала управления и не поддаются фильтрации традиционными методами [76, 84, 87, 164, 169].

2.3.2. Статические и динамические спектральные характеристики развертывающих преобразователей

На рис. 2.11 приведены статические спектральные характеристики РП $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{X}_{\text{вх}})$ при условии отсутствия гармонического сигнала $X_\Pi(t)$ на информационном входе преобразователя.

Анализ представленных характеристик позволяет сделать следующие выводы:

➤ Для всех РП с ШИМ (см. табл. 2.1–2.2) уровень и частотный спектр гармоник зависит от постоянной составляющей на информационном входе (см. рис. 2.11 а). С ростом $\bar{X}_{\text{вх}}$ происходит увеличение амплитуды нулевой гармоники $\bar{A}_{\Gamma(0)}$ и одновременное снижение первой (основной) гармоники $\bar{A}_{\Gamma(1)}$.

➤ При $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ на выходе всех РП с ШИМ формируются знакопеременные импульсы (см. рис. 2.2 а) с коэффициентом заполнения импульсов $\gamma = 0,5$. Разложение такой формы сигнала в ряд Фурье имеет вид

$$\bar{A}_\Gamma = \frac{4}{\pi} \cdot \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \cdot \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \cdot \sin(5\omega t) + \dots + \frac{1}{n} \cdot \sin(n\omega t) \right] \quad (2.9)$$

и содержит все нечетные гармоники $k = 1, 3, 5, \dots$, амплитуда которых монотонно убывает с ростом номера гармоник k (см. рис. 2.11 а). Здесь $\omega = 2\pi f_0$ – угловая частота сигнала на выходе РП.

➤ При $\bar{X}_{\text{вх}} \neq 0$ в выходном сигнале РП с ШИМ кроме нечетных гармоник $k = 1, 3, 5, \dots$ начинают проявляться и четные с номерами $k = 2, 4, 6, \dots$ (см. рис. 2.11 а), когда интервалы времени t_1 и t_2 на выходе РП (см. рис. 2.2 а) не равны друг другу.

➤ Уровень гармоник для РП с ЧШИМ (см. рис. 2.11 б, траектория В) полностью совпадает с уровнем гармоник для РП с ШИМ (см. рис. 2.11 а,

траектория A). Отличительной особенностью РП с ЧШИМ (см. табл. 2.2, рис. 5) заключается в том, что одновременно при увеличении $\bar{X}_{\text{BX}}$ происходит уменьшение частоты импульсов на выходе РП по параболическому закону $\bar{f} = 1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2$. В связи с этим весь частотный спектр гармоник смещается влево по оси $\bar{F}_\Gamma$ с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$ (см. рис. 2.11 б, траектория B). С точки зрения силовых вентильных преобразователей, это усложняет задачу настройки параметров электромагнитного фильтра, применяемого для подавления высших гармоник в выходном сигнале ВП, но способствует уменьшению коммутационных потерь в силовых ключах в среднем на 20–40 % по сравнению с ШИМ [98].

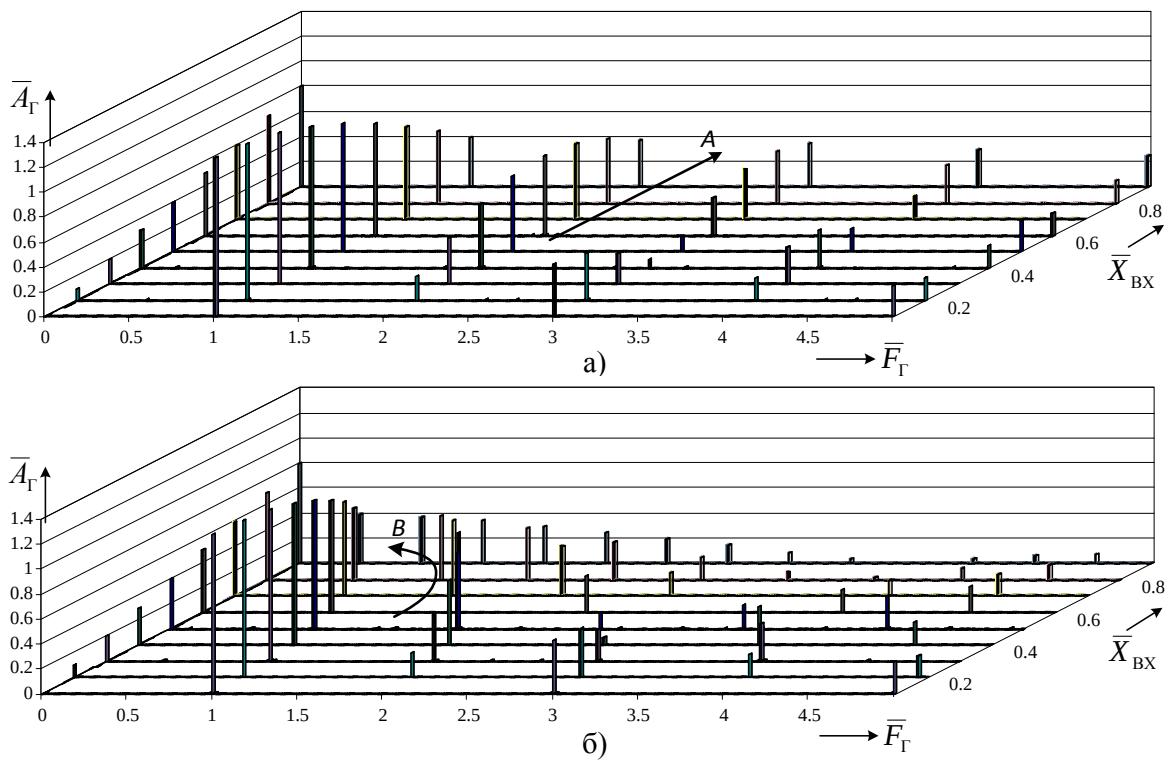


Рис. 2.11. Статические спектральные характеристики $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{X}_{\text{BX}})$ для разветвляющих преобразователей с ШИМ (а) и ЧШИМ (б)

На рис. 2.12–2.17 приведены динамические спектральные характеристики $\bar{A}_\Gamma = f(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ РП различных классов [71, 89, 90, 91] при отсутствии и наличии ЦФ на выходе преобразователя, а также при двух нормированных значениях входного сигнала: $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ и $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$.

Результаты исследований позволяют сделать следующие выводы:

➤ Для всех РП с ШИМ (см. табл. 2.1–2.2) наибольший уровень гармоник при воздействии гармонической помехи $X_\Pi(t)$ в широком частотном

диапазоне проявляется на двух частотах:

$$\bar{F}_{\Gamma 1} = \bar{F} - n \text{ и } \bar{F}_{\Gamma 2} = (n + 1) - \bar{F}, \quad (2.10)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, причем

$$\begin{cases} n = 0, \text{ если } \bar{F} < 1,0; \\ n = 1, \text{ если } 1,0 < \bar{F} < 2,0; \\ \vdots \\ n = m, \text{ если } m < \bar{F} < (m + 1) \end{cases},$$

а для РП с ЧШИМ (см. табл. 2.1, рис. 5)

$$\bar{F}_{\Gamma 1} = \bar{F} - n \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2) \text{ и } \bar{F}_{\Gamma 2} = (n + 1) \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2) - \bar{F}. \quad (2.11)$$

Здесь

$$\begin{cases} n = 0, \text{ если } \bar{F} < (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2); \\ n = 1, \text{ если } (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2) < \bar{F} < 2,0 \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2); \\ \vdots \\ n = m, \text{ если } m \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2) < \bar{F} < (m + 1) \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2) \end{cases}.$$

Так, например, при частоте сигнала помехи $\bar{F} = 0,95$ для всех РП с ШИМ и ЧШИМ при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ наибольший уровень амплитуды гармоник $\bar{A}_{\Gamma}$ возникает на частотах $\bar{F}_{\Gamma 1} = 0,95$ и $\bar{F}_{\Gamma 2} = 0,05$ (см. рис. 2.12–2.17).

➤ На пространствах динамических спектральных характеристик с ЦФ на выходе РП (см. рис. 2.12–2.17 б, г) амплитуда гармоник $\bar{A}_{\Gamma}$ монотонно убывают по мере приближения к несущей частоте f_0 импульсной системы вследствие влияния ЦФ.

➤ В ОДП ($\bar{F} \leq 0,5$) развертывающие преобразователи всех классов стремятся воспроизвести динамический входной сигнал $X_{\Pi}(t)$ на выходе, что подтверждают графики переходных процессов $\bar{X}_{\Pi}[n]$ и $\bar{Y}_0[n]$, снятых при частоте сигнала помехи $\bar{F} = 0,05$ (рис. 2.18).

➤ Область частот $0,2 < \bar{F} < 0,5$ соответствует зоне работы развертывающих преобразователей в режиме паразитной амплитудной модуляции (ПАМ), возникающей вследствие «набега» фазы сигнала несущей частоты по отношению к динамической составляющей $X_{\Pi}(t)$. Так, например, при $\bar{F} = 0,45$ частота сигнала $\bar{Y}_0[n]$ соответствует входной, но при этом $\bar{Y}_0[n]$ модулирован по амплитуде более низкочастотным, чем $\bar{X}_{\Pi}[n]$ воздействием (рис. 2.19). При $\bar{F} = 0,5$ амплитудная модуляция координаты $\bar{Y}_0[n]$ исчезает, и РП переходят в режим, когда на каждый период динамической составляющей входного сигнала $\bar{X}_{\Pi}[n]$ приходится два отсчета (выборки),

производимых автоколебательной развертывающей системой при отработке гармонического воздействия $\bar{X}_{\Pi}[n]$ (рис. 2.20). Однако в РП с ШИМ-3 и ИРП с ЧШИМ режим ПАМ сохраняется и при $\bar{F} = 0,5$ (см. рис. 2.20 в, е), что объясняется отклонением частоты несущих колебаний $\bar{f}[n]$ систем от заданного значения.

➤ В РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления и ШИМ-1, 2 и 3-го рода (см. табл. 2.1) в ОЗД ($\bar{F} > 0,5$) наблюдается высокий уровень гармоник $\bar{A}_{\Gamma}$ (см. рис. 2.12–2.14), соизмеримый с амплитудой $\bar{A}_{\Pi}$ входного гармонического сигнала $X_{\Pi}(t)$ во всем диапазоне изменения сигнала управления $\bar{X}_{\text{ВХ}}$. В окрестности частот, примыкающих к точкам $\bar{F} = 1, 2, \dots$ импульсная система переходит в режим формирования инфранизкочастотных сигналов, частота которых определяется в соответствии с выражением (2.10), а ее уровень зависит от способа развертывающего преобразования, заложенного в РП. Так, например, при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ и частоте сигнала помехи $\bar{F} = 0,95$ и $\bar{F} = 2,1$ на выходе РП с ШИМ-1, ШИМ-2 и ШИМ-3 формируются низкочастотные составляющие $\bar{Y}_0[n]$ с частотами $\bar{F}_{\Gamma} = 0,05$ и $\bar{F}_{\Gamma} = 0,1$ соответственно и с амплитудой практически равной $\bar{A}_{\Pi}$ входного гармонического сигнала $\bar{X}_{\Pi}[n]$ (рис. 2.21–2.22 а, б, в). В результате преобразованный низкочастотный сигнал $\bar{Y}_0[n]$ оказывается в зоне рабочих частот системы управления ВП, что приводит к его неработоспособности, либо резкому ухудшению показателей качества процесса регулирования [79, 80, 84, 87].

➤ В РП с ШИМ-1, 2 и 3-го рода в точках с частотой $\bar{F} = 1, 2, \dots$ эффект замедленной дискретизации не проявляется. Так, при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0$ амплитуды гармоник $\bar{A}_{\Gamma}$ во всем частотном диапазоне $\bar{F}_{\Gamma}$, за исключением основной $\bar{A}_{\Gamma(1)}$, равны нулю (см. рис. 2.12–2.14 а, б), так как вышеуказанные системы делают выборки, соответствующие по времени переходу сигналом $\bar{X}_{\Pi}[n]$ через нулевой уровень. При $\bar{X}_{\text{ВХ}} \neq 0$ на этих же частотах динамический сигнал $\bar{X}_{\Pi}[n]$ приводит к появлению отклонения среднего значения импульсов Y_0 от заданного значения $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ и, как следствие, изменению величины нулевой $\bar{A}_{\Gamma(0)}$ и основной $\bar{A}_{\Gamma(1)}$ гармоник (см. рис. 2.12–2.14 в, г). В системах управления ВП данный режим полностью устраняется за счет внешней отрицательной обратной связи и, как правило, не приводит к серьезным нарушениям работы ВП [87, 97].

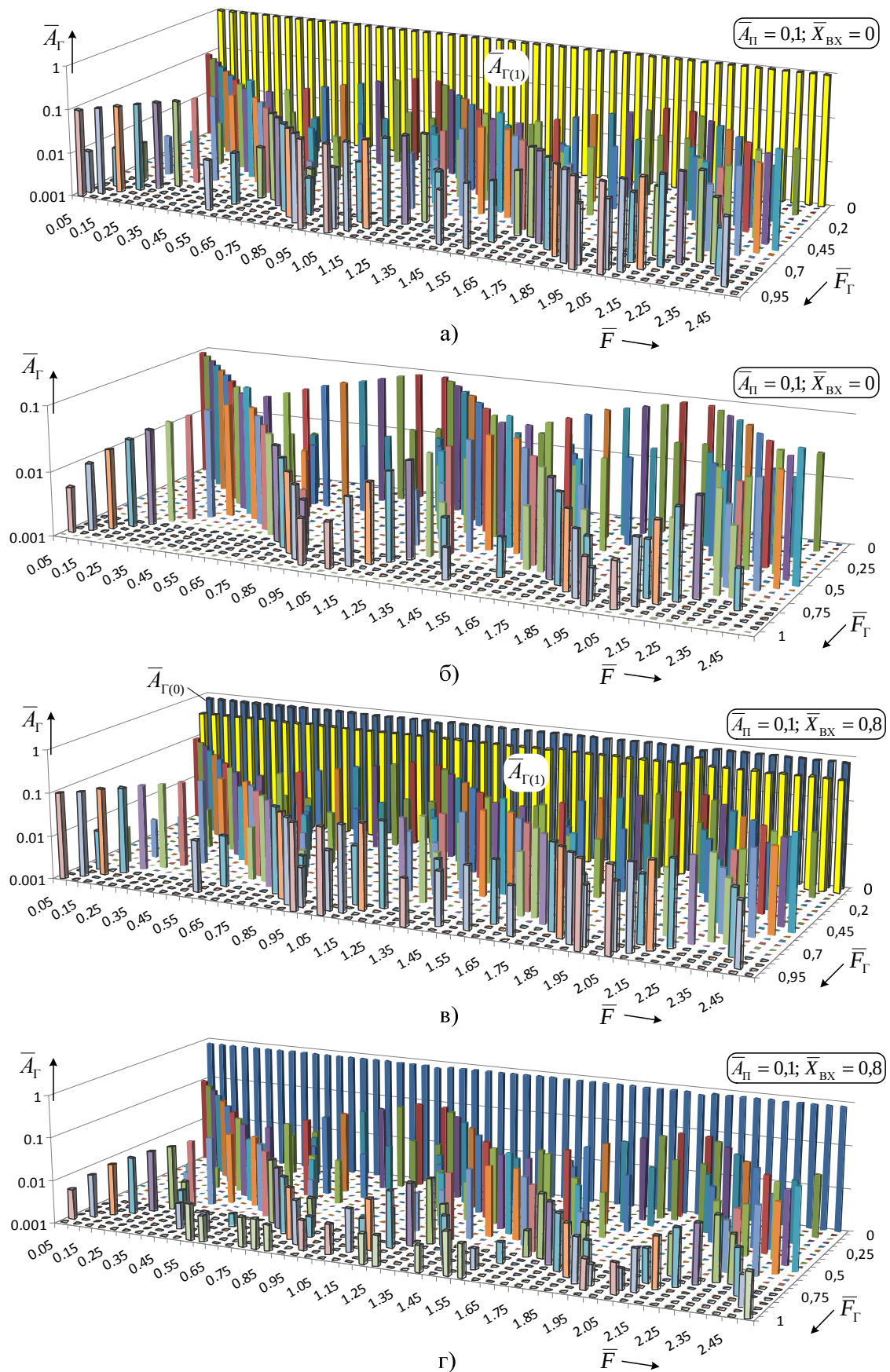


Рис. 2.12. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_T = F(\bar{F}_T, \bar{F})$ для РП с ШИМ-1 без ЦФ(а, в) и с ЦФ на выходе РП (б, г)

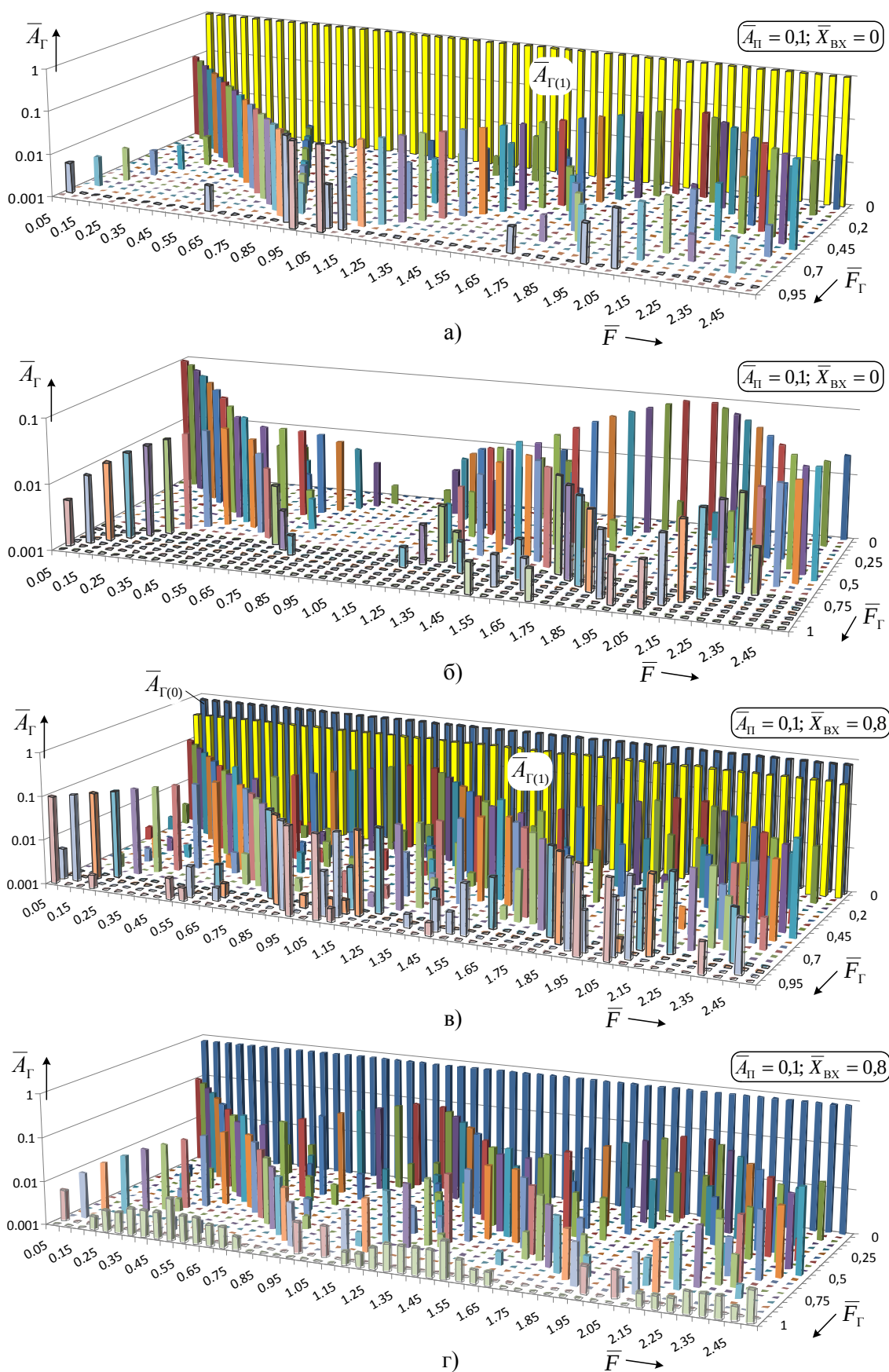


Рис. 2.13. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{F})$ для РП с ШИМ-2 без ЦФ(а, в) и с ЦФ на выходе РП (б, г)

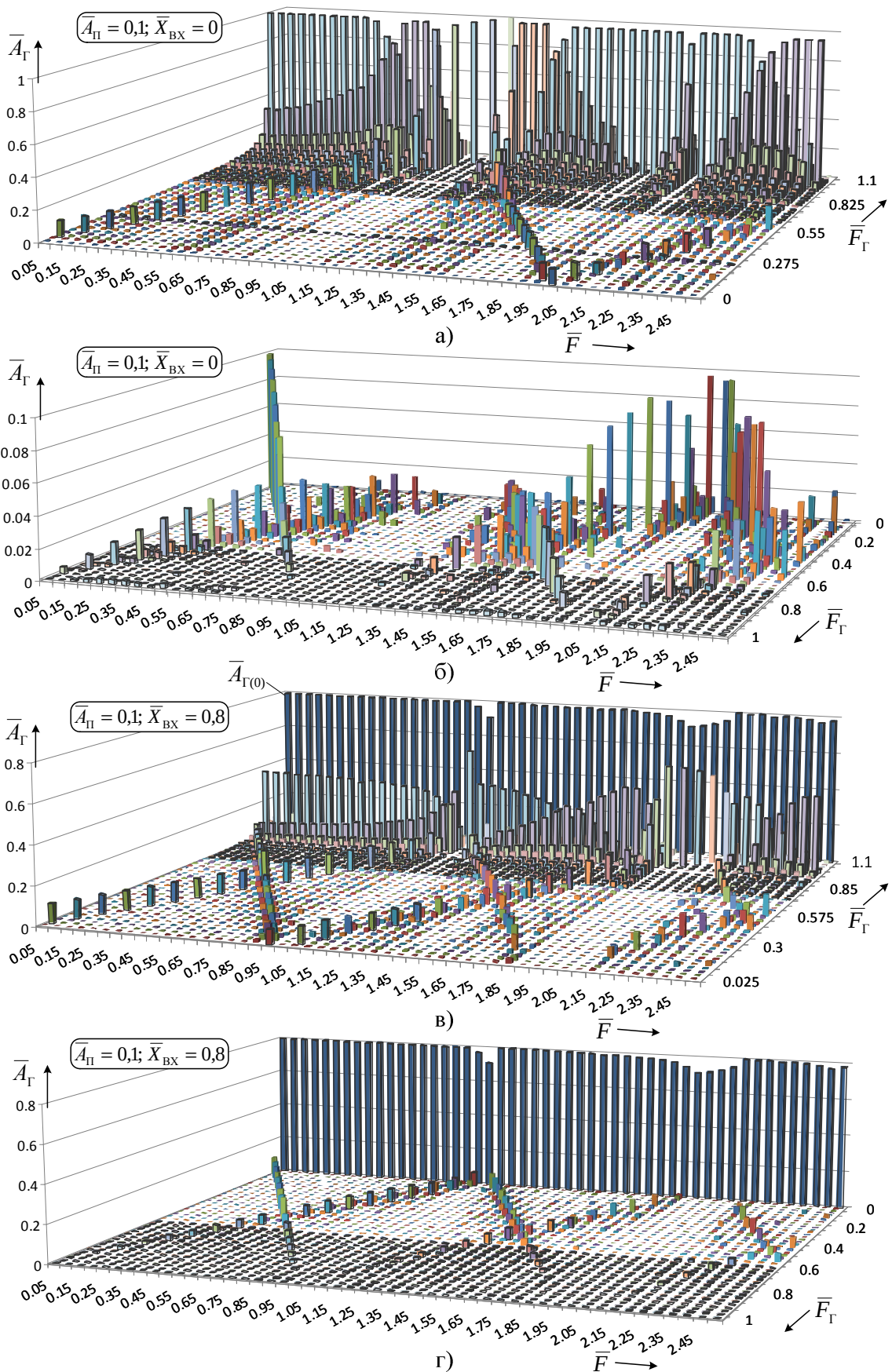


Рис. 2.14. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{F})$ для РП с ШИМ-3 без ЦФ(а, в) и с ЦФ на выходе РП (б, г)

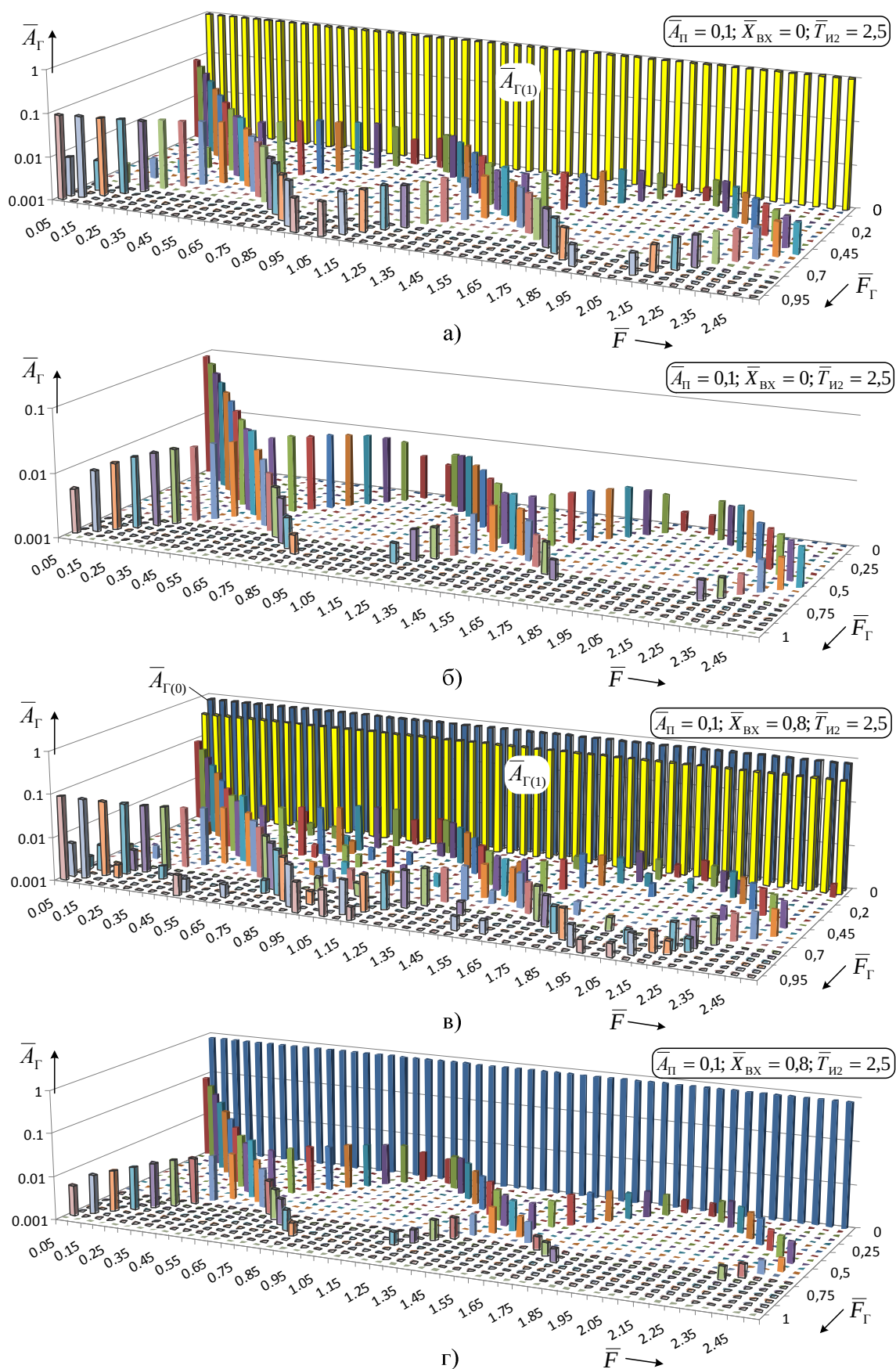


Рис. 2.15. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{F})$ для ИРП с ШИМ-1 без ЦФ(а, в) и с ЦФ на выходе РП (б, г)

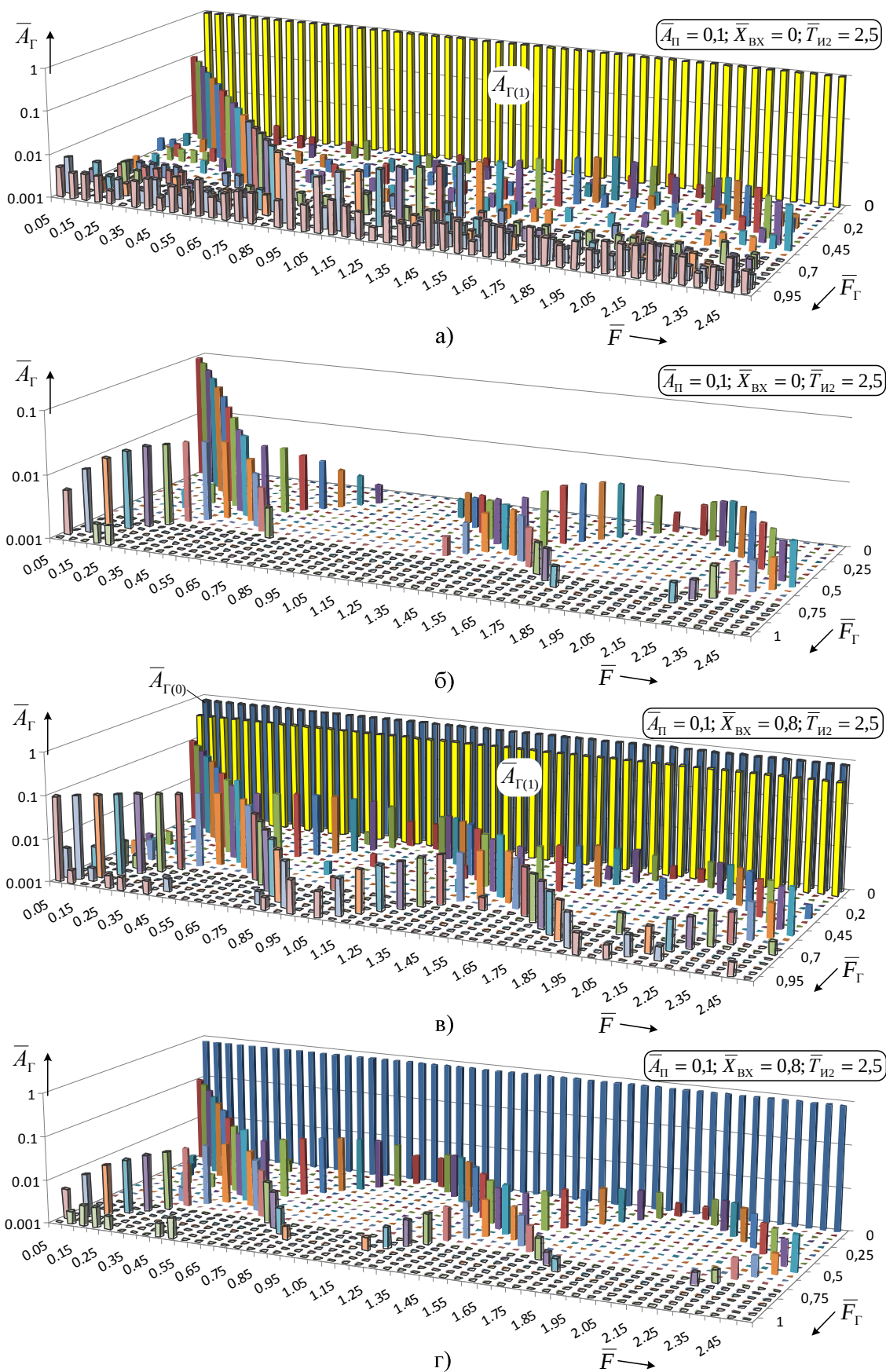


Рис. 2.16. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_{\Gamma} = F(\bar{F}_{\Gamma}, \bar{F})$ для ИРП с ШИМ-2 без ЦФ(а, в) и с ЦФ на выходе РП (б, г)

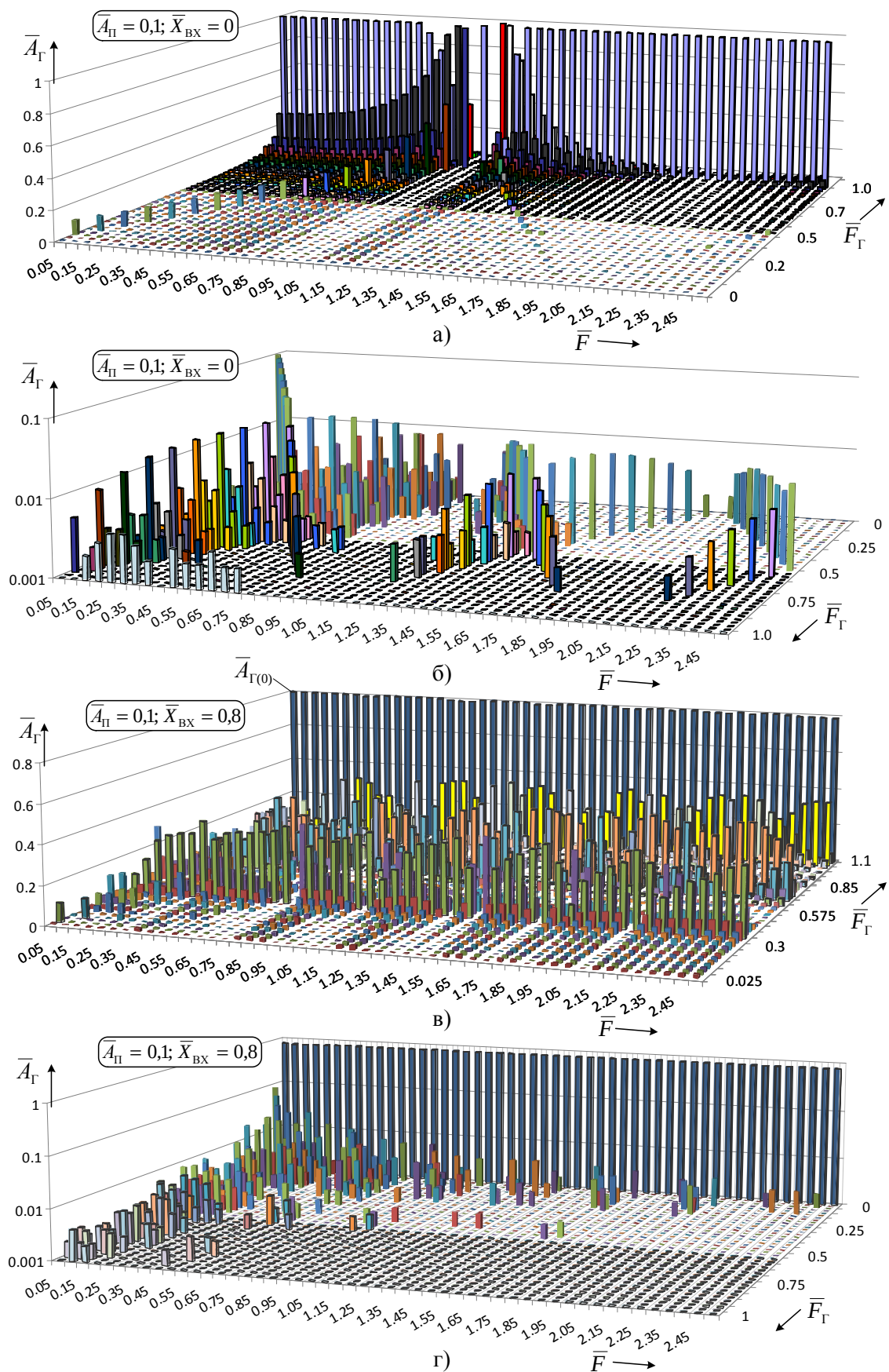


Рис. 2.17. Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_{\Gamma} = F(\bar{F}_{\Gamma}, \bar{F})$ для ИРП с ЧШИМ без ЦФ(а, в) и с ЦФ на выходе РП (б, г)

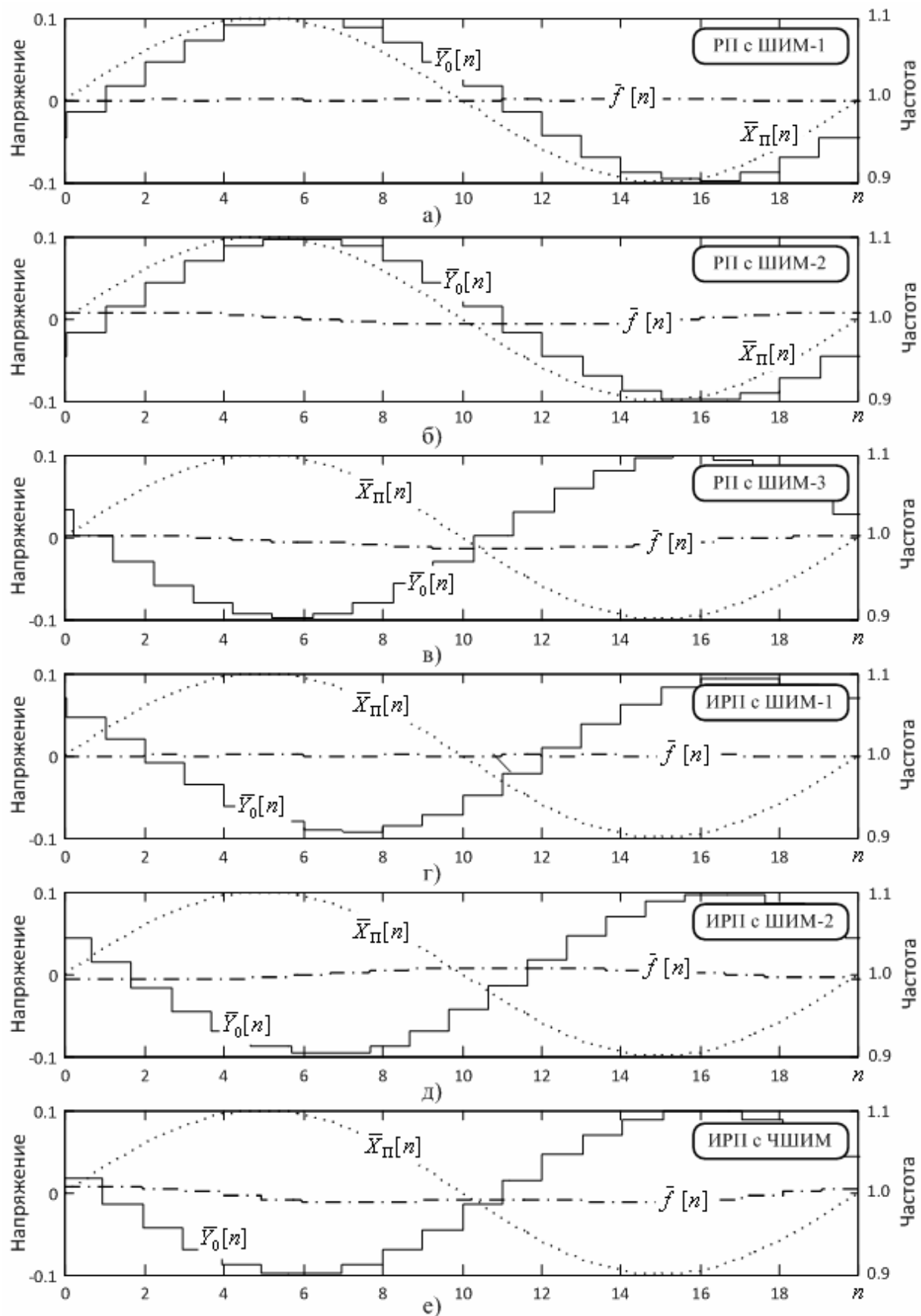


Рис. 2.18. Графики переходных процессов для РП всех классов в области частот достоверной передачи при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ и $\bar{F} = 0,05$

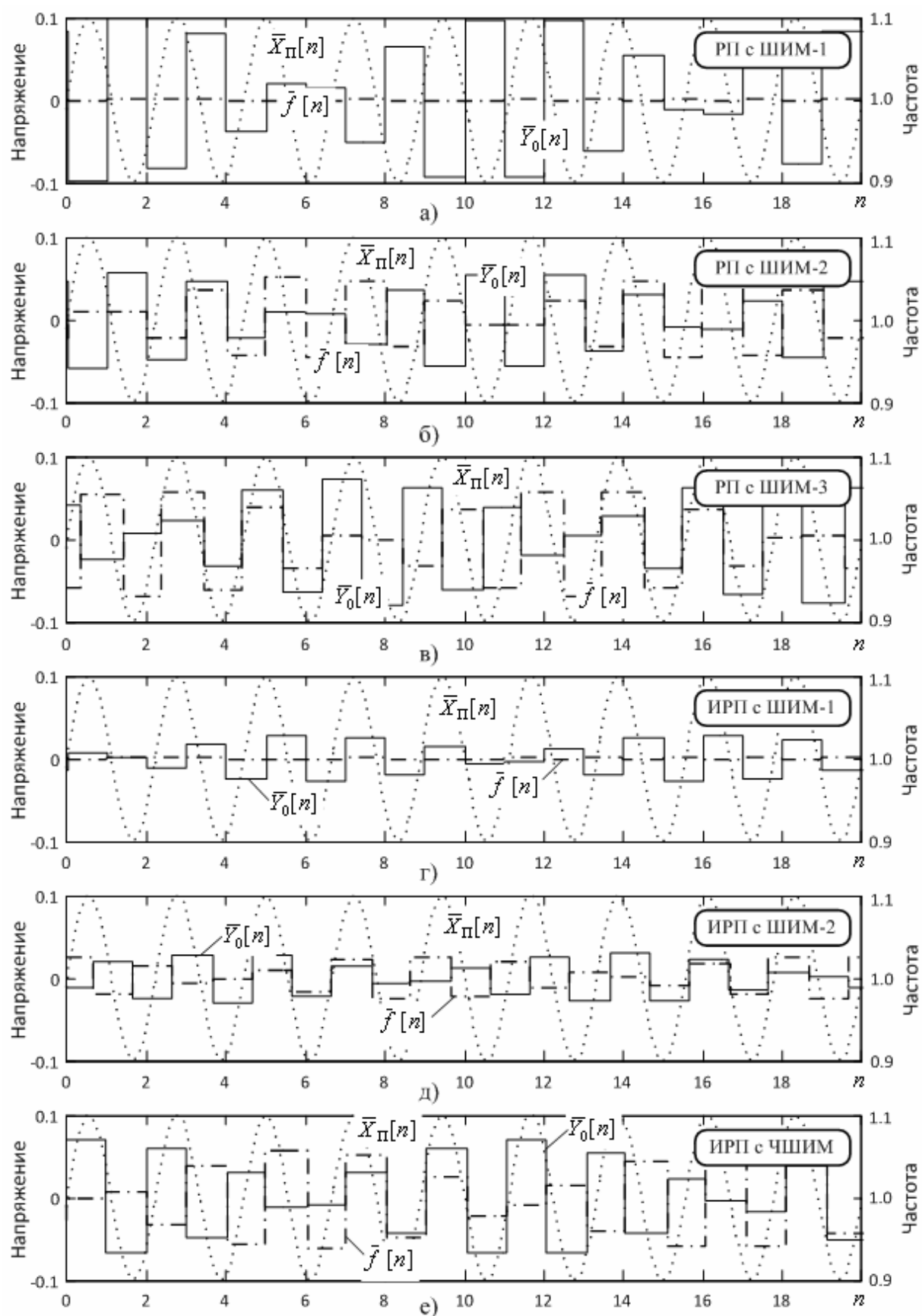


Рис. 2.19. Графики переходных процессов для РП всех классов в ОДП в режиме паразитной амплитудной модуляции при $\bar{X}_{ВХ} = 0$ и $\bar{F} = 0,45$

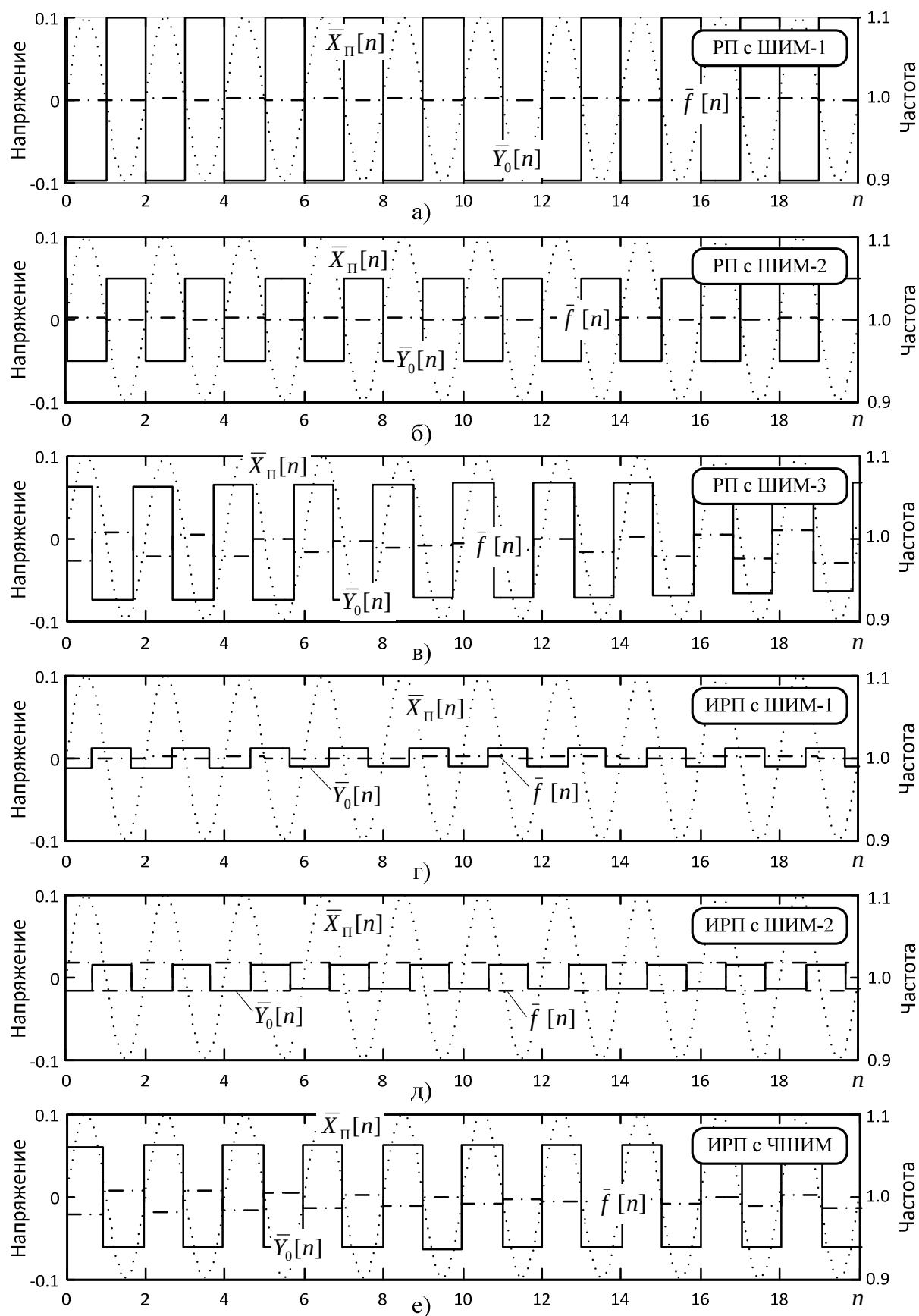


Рис. 2.20. Графики переходных процессов для РП всех классов на границе раздела ОДП и ОЗД при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ и $\bar{F} = 0,5$

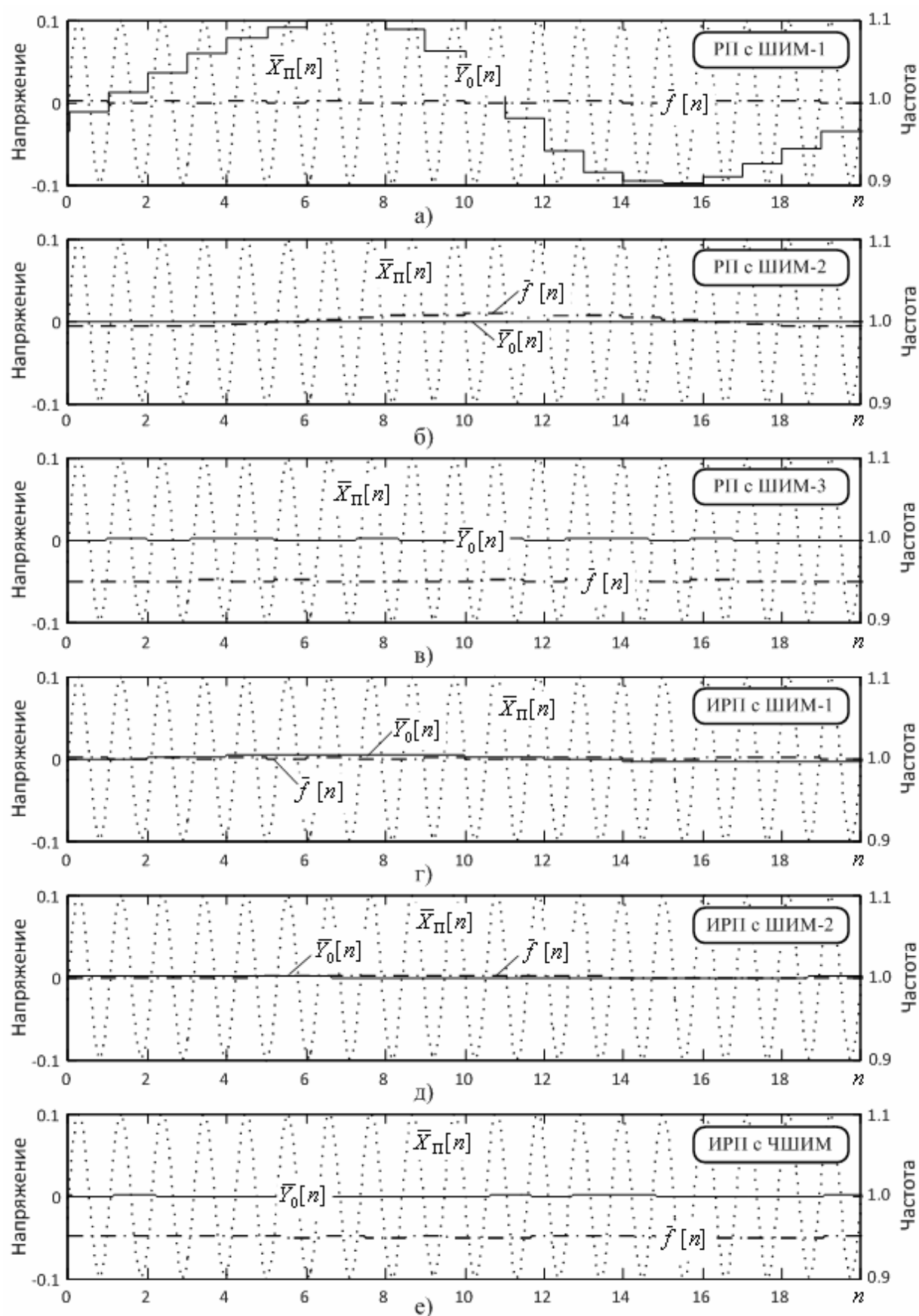


Рис. 2.21. Графики переходных процессов для РП всех классов в области частот замедленной дискретизации при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ и $\bar{F} = 0,95$

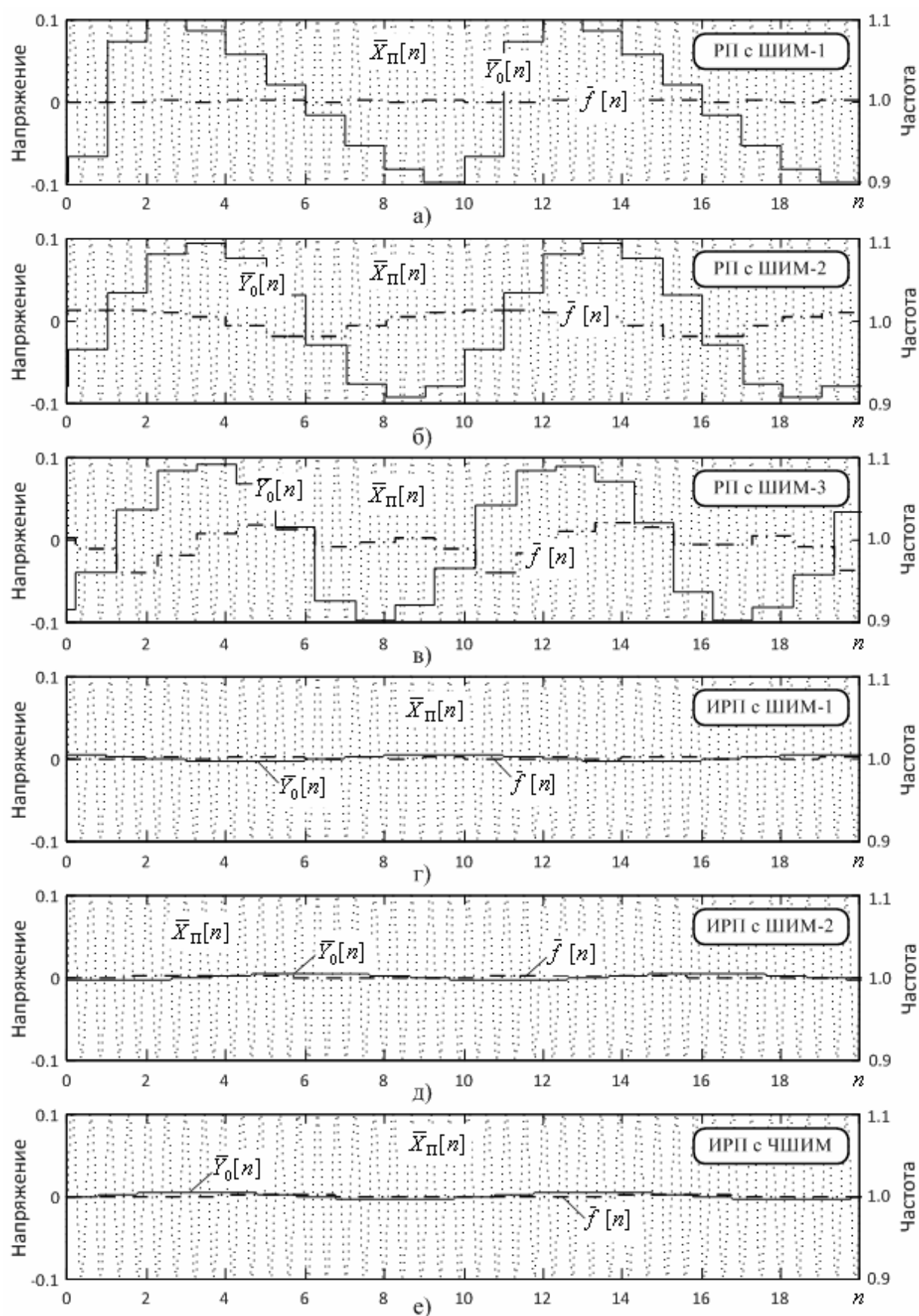


Рис. 2.22. Графики переходных процессов для РП всех классов в области частот замедленной дискретизации при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ и $\bar{F} = 2,1$

➤ Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$ для РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. рис. 2.12–2.13 в, г) носят одинаковый характер, как по амплитудному уровню, так и частотному спектру гармоник. В отличие от РП с ШИМ-1, в РП с ШИМ-2 при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ в области частот $0,9 \leq \bar{F} \leq 1,1$ амплитудный уровень гармоник $\bar{A}_\Gamma$ во всем частотном диапазоне $\bar{F}_\Gamma$ равен нулю (см. рис. 2.13 б), что объясняется наличием симметричного фронта в сигнале пилообразной развертки (см. рис. 2.2 г), когда под действием динамического сигнала $X_\Pi(t)$ происходит смещение выходных импульсов $Y^*(t)$ при неизменном коэффициенте заполнения импульсов $\gamma_n^* = t_{2n-1}^*/T_{0,n}^*$ (см. табл. 2.4, рис. 3).

➤ Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ в РП с ШИМ-3 (см. рис. 2.14) схожи с пространствами для РП с ШИМ-2 (см. рис. 2.13) с некоторыми отличиями. В РП с ШИМ-3 в окрестностях частот, примыкающих к точкам $\bar{F} = 1, 2, \dots$, наблюдается эффект «автоподстройки» частоты автоколебаний преобразователя под частоту динамического воздействия $X_\Pi(t)$ таким образом, чтобы за период импульсов $(T_0)^{-1}$ развертывающего преобразования «укладывалось» целое число периодов гармонического сигнала $X_\Pi(t)$. В результате этого при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ в окрестности точки с частотой $\bar{F} = 1$ амплитудный уровень гармоник $\bar{A}_\Gamma$ во всем частотном диапазоне $\bar{F}_\Gamma$, за исключением основной гармоники $\bar{A}_{\Gamma(1)}$, равен нулю (см. рис. 2.13 а, б), что также подтверждают и графики переходных процессов $\bar{X}_\Pi[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $\bar{f}[n]$ (см. рис. 2.21 в). Здесь при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ частота автоколебаний импульсной системы $\bar{f}[n]$ становится равной частоте сигнала помехи $\bar{F} = 0,95$ при амплитуде средних значений импульсов на выходе РП $\bar{Y}_0[n] \approx 0$. При $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$ аналогичный эффект работы в РП с ШИМ-3 наблюдается в диапазоне частот $1,9 \leq \bar{F} \leq 2,1$ с той лишь разницей, что здесь появляется отклонение среднего значения импульсов Y_0 от заданного значения $\bar{X}_{\text{BX}}$ и, как следствие, изменение уровня нулевой $\bar{A}_{\Gamma(0)}$ и основной $\bar{A}_{\Gamma(1)}$ гармоник (см. рис. 2.14 в, г). Эффект «автоподстройки» в РП с ШИМ-3 объясняется замкнутым характером структурной схемы и наличием интегратора в прямом канале регулирования.

➤ В отличие от развертывающих преобразователей с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. табл. 2.1) в интегрирующих РП (см. табл. 2.2) в ОЗД амплитуды гармоник $\bar{A}_\Gamma$ монотонно убывают с ростом

частоты сигнала помехи $\bar{F}$ (см. рис. 2.15–2.17), что объясняется наличием интегратора в прямом канале регулирования и замкнутым характером структурной схемы. Все это однозначно свидетельствует о высокой помехоустойчивости интегрирующих РП и говорит о целесообразности их применения в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации, что особенно актуально для САУ с автономными источниками электропитания ограниченной мощности [11, 82, 94, 211, 246, 272], где сеть характеризуется высокой нестабильностью своих параметров и уровнем коммутационных искажений [31, 101, 287, 305].

➤ Обращает на себя внимание поведение интегрирующих РП вблизи координат, соответствующих целочисленным значениям $\bar{F} = 1, 2, \dots$. В отмеченных областях ИРП проявляют себя в качестве делителя частоты входного сигнала, когда за период выходных импульсов развертывающего преобразования «укладывается» целое число периодов гармонического входного воздействия $X_{\Pi}(t)$, когда на выходе системы формируются гармоники $\bar{A}_{\Gamma}$ с нулевым значением во всем частотном диапазоне $\bar{F}_{\Gamma}$ (см. рис. 2.15–2.17) за исключением нулевой $\bar{A}_{\Gamma(0)}$ и основной $\bar{A}_{\Gamma(1)}$ гармоник, уровень которых зависит от информативного сигнала $\bar{X}_{\text{вх}}$. Все вышесказанное также подтверждают графики переходных процессов $\bar{X}_{\Pi}[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $\bar{f}[n]$ в ИРП, снятых при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ и двух значений частот сигнала помехи: $\bar{F} = 0,95$ и $\bar{F} = 2,1$ (см. рис. 2.21–2.22 г, д, е). Здесь целесообразно напомнить, что в РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. табл. 2.1) наиболее неблагоприятными зонами ОЗД являются как раз окрестности вблизи значений $\bar{F} = 1, 2, \dots$, в которых входной гармонический сигнал преобразуется в низкочастотный $\bar{Y}_0[n]$ с максимальным коэффициентом преобразования амплитуды, близким к единице (см. рис. 2.21–2.22 а, б, в).

➤ Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_{\Gamma} = F(\bar{F}_{\Gamma}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ для ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. рис. 2.15–2.16) носят одинаковый характер за исключением области частот $0,9 \leq \bar{F} \leq 1,1$ при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$, в которой амплитудный уровень гармоник $\bar{A}_{\Gamma}$ для ИРП с ШИМ-2 во всем частотном диапазоне $\bar{f}_{\Gamma}$ равен нулю (см. рис. 2.16 б) по причине наличия симметричного фронта в сигнала пилообразной развертки (см. рис. 2.2 г).

➤ Пространства динамических спектральных характеристик $\bar{A}_\Gamma = F(\bar{F}_\Gamma, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ для ИРП с ЧШИМ (см. рис. 2.17) носят более сложный характер по сравнению с интегрирующими РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. рис. 2.15–2.16). Так в области частот $0,9 \leq \bar{F} \leq 1,1$ наблюдается эффект «автоподстройки» частоты автоколебаний преобразователя под частоту динамического входного воздействия $\bar{X}_\Pi[n]$ (см. рис. 2.21 е), характерного и для РП с ШИМ-3 (см. рис. 2.14 а, рис. 2.21 в), когда амплитудный уровень гармоник $\bar{A}_\Gamma$ во всем частотном диапазоне $\bar{F}_\Gamma$, за исключением основной гармоники $\bar{A}_{\Gamma(1)}$, равен нулю (см. рис. 2.17 а, б). Таким образом, у ИРП с ЧШИМ появляется более высокая степень свободы в поиске оптимального решения для минимизации своей ошибки путем подстройки собственной частоты несущих автоколебаний под частоту внешнего динамического сигнала по сравнению с интегрирующими РП на основе ШИМ.

При $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$ пространства динамических спектральных характеристик в ИРП с ЧШИМ также существенно видоизменяются (см. рис. 2.17 в, г), что объясняется снижением частоты импульсов на выходе РП $\bar{f} = 1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2$ почти в три раза, когда наибольший уровень гармоник $\bar{A}_\Gamma$ сосредоточен в области, близкой к частоте автоколебаний РП, равной $\bar{f} = 0,36$ при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$, и точках кратных ей. При этом уровень гармоник $\bar{A}_\Gamma$ с ростом частоты сигнала помехи $\bar{F}$ существенно снижается по сравнению с интегрирующими РП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. рис. 2.15–2.16 г).

2.3.3. Сравнительный анализ спектральных характеристик развертывающих преобразователей

Результаты сравнительного анализа [91] спектральных характеристик РП различных классов представлен в виде зависимостей $\bar{A}_{\Gamma.\text{max}} = F(\bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ для двух нормированных значений входного сигнала: $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ и $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$ (рис. 2.23). Здесь $\bar{A}_{\Gamma.\text{max}} = |A_{\Gamma.\text{max}}/A|$ – нормированное значение максимальной амплитуды гармоники на пространстве динамических спектральных характеристик при наличии ЦФ на выходе; $\bar{A}_\Pi = |A_\Pi/A|$, $\bar{F} = |f_\Pi/f_0|$ – нормированное значение амплитуды A_Π и частоты f_Π сигнала помехи. Для наглядности на рис. 2.23 указаны значения частот гармоник $\bar{F}_\Gamma$, соответствующие максимальному уровню гармоник $\bar{A}_{\Gamma.\text{max}}$, а также граница раздела ОДП и ОЗД.

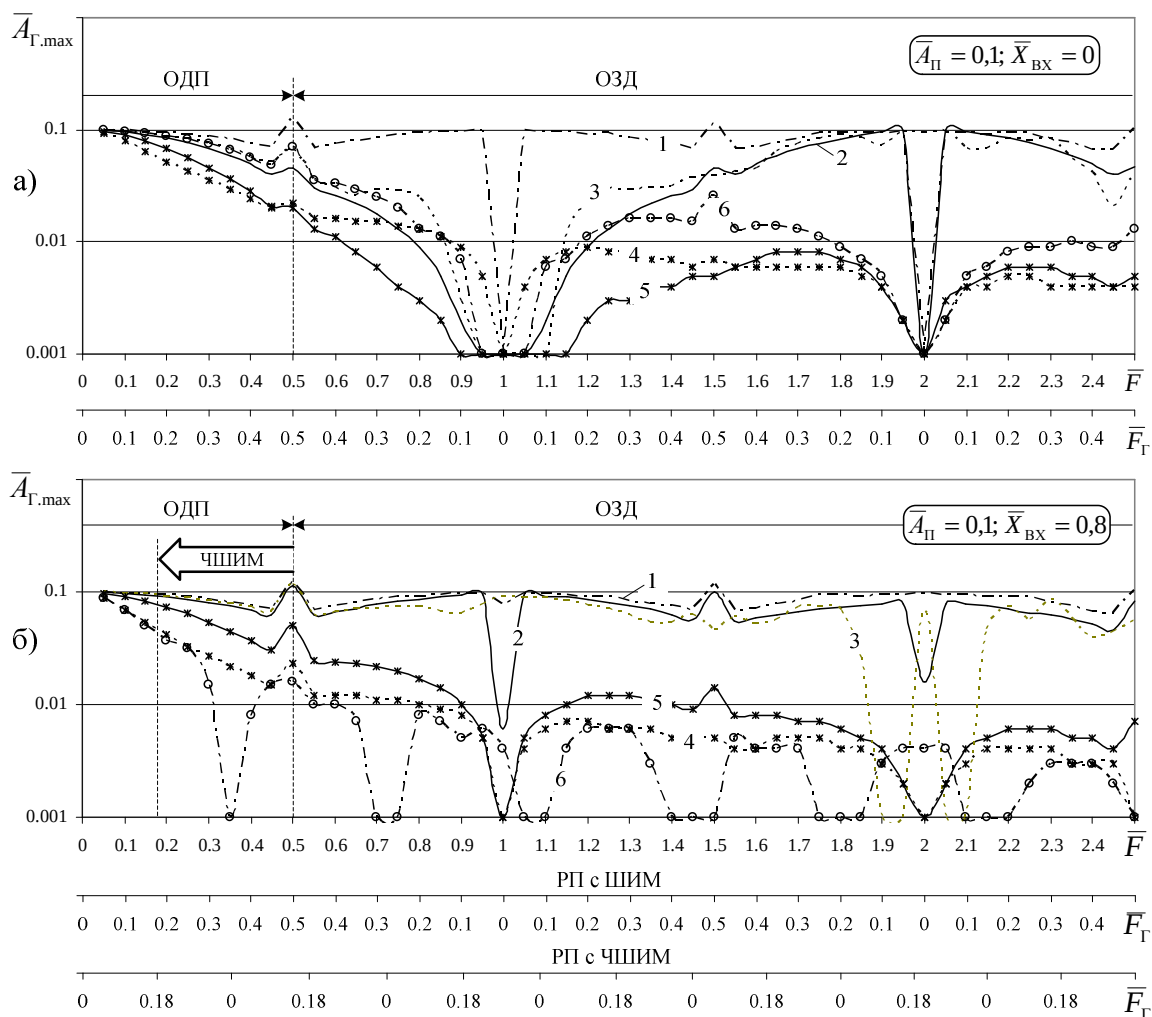


Рис. 2.23. Графики зависимостей максимальной амплитуды гармоник $\bar{A}_{Г. max} = F(\bar{F}, \bar{A}_{П} = 0,1)$ для РП различных классов при $\bar{X}_{ВХ} = 0$ (а) и $\bar{X}_{ВХ} = 0,8$ (б) (1 – РП с ШИМ-1; 2 – РП с ШИМ-2; 3 – РП с ШИМ-3; 4 – ИРП с ШИМ-1 ($\bar{T}_{И2} = 2,5$); 5 – ИРП с ШИМ-2 ($\bar{T}_{И2} = 2,5$); 6 – ИРП с ЧШИМ)

Результаты исследований позволяют сделать следующие выводы:

➤ По характеру поведения в ОЗД и степени помехоустойчивости РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. табл. 2.1) обладают высоким уровнем гармоник $\bar{A}_{Г. max}$, соизмеримым с амплитудным значением $\bar{A}_{П}$ гармонического входного воздействия и частотой, стремящейся к нулю в точках со значениями $\bar{F} = 1, 2, \dots$ (см. рис. 2.23), когда высокочастотные сигналы $X_{П}(t)$, подвергаясь режиму замедленной дискретизации, преобразуются в низкочастотные воздействия (см. рис. 2.21–2.22 а, б, в) и становятся неразличимыми на фоне рабочих частот системы управления.

➤ Кроме того, в РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления в точках с частотами $\bar{F} = 1, 2, \dots$ возникают отклонения среднего значе-

ния импульсов Y_0 за интервал дискретизации от установившегося значения $\bar{X}_{\text{BX}}$, поэтому на графиках (см. рис. 2.23) при $\bar{F}_r = 0$ отложены значения абсолютной ошибки среднего значения импульсов $\Delta \bar{Y}_0 = |\bar{A}_{r(0)} - \bar{X}_{\text{BX}}|$, где $\bar{A}_{r(0)}$ – нормированная амплитуда нулевой гармоники на пространстве динамических спектральных характеристик (см. рис. 2.12–2.17).

➤ Из всех классов РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления наибольшим уровнем гармоник $\bar{A}_{r,\text{max}}$ в ОЗД обладает РП с ШИМ-1 (см. рис. 2.23). Для РП с ШИМ-2 и ШИМ-3 амплитуда гармоник $\bar{A}_{r,\text{max}}$ примерно находится на одном уровне

➤ Для интегрирующих РП (см. табл. 2.2) в ОЗД уровень гармоник $\bar{A}_{r,\text{max}}$ практически на один порядок ниже, чем для РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. табл. 2.1), причем их уровень монотонно снижается по мере роста частоты сигнала помехи $\bar{F}$ (см. рис. 2.23). Это является следствием замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале регулирования.

➤ Среди интегрирующих РП с ШИМ наименьшим уровнем гармоник $\bar{A}_{r,\text{max}}$ практически во всем частотном диапазоне $\bar{F}$ обладает ИРП с ШИМ-1, что объясняется почти в два раза большим значением эквивалентной постоянной времени фильтра T_Σ (2.6) по сравнению с ИРП с ШИМ-2 (2.7).

➤ Для ИРП с ЧШИМ с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$ граница раздела ОДП и ОЗД, соответствующая частоте $\bar{f}_{\text{ГР}} = 0,5 \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2)$, смещается влево по оси $\bar{F}$ (см. рис. 2.23, 2.11) и, как следствие, увеличивается его эквивалентная постоянная времени фильтра в соответствии с выражением (2.8). Поэтому при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ в ОЗД наибольший уровень гармоник $\bar{A}_{r,\text{max}}$, по сравнению с ИРП с ШИМ-1 и 2-го рода, характерен для ИРП с ЧШИМ (см. рис. 2.23 а), а при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0,8$ наоборот для ИРП с ШИМ-1 и ШИМ-2 (см. рис. 2.23 б).

ВЫВОДЫ

1. Впервые дана классификация способов развертывающего преобразования и основных структур для их практической реализации в аналоговой или цифровой формах.

2. Разработана методика анализа динамических и спектральных характеристик РП для гармонического входного сигнала в широком частотном диапазоне.

3. Получено математическое описание поведения развертывающих преобразователей с широтно и частотно-широотно-импульсной модуляцией для широкого диапазона частот гармонического сигнала управления с учетом влияния постоянной составляющей информативного воздействия и на его основе впервые выполнен сравнительный анализ динамических и спектральных характеристик РП в ОДП и ОЗД.

4. Работа всех типов РП, за исключением преобразователей с ШИМ-1, сопровождается динамической погрешностью частоты несущих колебаний. Однако, учитывая сравнительно низкий уровень этой ошибки, можно считать, что при широтно-импульсной модуляции граница ОДП соответствует значению $\bar{F}_{\text{гр}} = 0,5$. Область частот $0,2 < \bar{F} < 0,5$ для всех типов РП с ШИМ сопровождается эффектом паразитной амплитудной модуляции, возникающей вследствие «набега» фазы между сигналом несущей частоты и гармонической составляющей управляющего воздействия. В интегрирующем РП с ЧШИМ с ростом постоянной составляющей входного сигнала $\bar{X}_{\text{вх}}$ граница раздела ОДП и ОЗД уменьшается по параболическому закону в соответствии с выражением $\bar{F}_{\text{гр}} = 0,5 \cdot (1 - \bar{X}_{\text{вх}}^2)$.

5. Показано, что граница полосы равномерного пропускания частот для РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления определяется из теоремы В.А. Котельникова и составляет $\bar{F}_{\text{ср}} = f_{\text{ср}} / f_0 < 0,5$, где f_0 – несущая частота импульсной системы.

6. Интегрирующие РП в области достоверной передачи информации обладают свойствами, близким к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка $W(p) = 1/(T_{\text{э}} p + 1)$ с эквивалентной постоянной времени $T_{\text{э}} \approx 0,47 \cdot \bar{T}_{\text{и2}} \cdot T_0$ для интегрирующего РП с ШИМ-1, $T_{\text{э}} \approx 0,27 \cdot \bar{T}_{\text{и2}} \cdot T_0$ для ИРП с ШИМ-2 и $T_{\text{э}} \approx 0,36 \cdot T_0 / (1 - \bar{X}_{\text{вх}}^2)$ для ИРП с ЧШИМ. При этом граница полосы равномерного пропускания частот $\bar{F}_{\text{ср}} = T_0 / T_{\text{э}}$ для интегрирующих РП с ШИМ зависит от относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{и2}}$, а для ИРП с ЧШИМ – от постоянной составляющей входного сигнала управления $\bar{X}_{\text{вх}}$. Данное свойство интегрирующих РП позволяет эффективно решать вопросы построения адаптивных фильтров устройств и систем управления ВП.

7. Установлено, что интегрирующие системы, по сравнению с РП на основе выборки мгновенных значений сигнала управления, обладают более

низким быстродействием, так как их выход на установившийся режим работы сопровождается в течение нескольких интервалов дискретизации.

8. Анализ динамических характеристик показал, что в РП, построенных на основе выборки мгновенных значений сигнала управления с ШИМ-1 и ШИМ-2 нормированная частота сигнала помехи не должно превышать значений $\bar{F} < 3,0$ и $\bar{F} < 6,0$ соответственно, так как в противном случае возникают «ложные» импульсы управления, которые приводят к дополнительным переключениям силовых ключей преобразователя и росту коммутационных потерь, что, в конечном итоге, может явиться причиной выхода из строя силового вентильного блока.

9. На основе разработанной автором методики спектрального анализа впервые исследованы режимы замедленной дискретизации, возникающие в РП на частотах, превышающих граничное значение ОДП. Показано, что РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления, с точки зрения помехоустойчивости к внешним воздействиям, является неблагоприятным классом развертываемых систем, так как в ОЗД они формируют низкочастотные составляющие по уровню соизмеримые с амплитудой гармонического сигнала помехи и неразличимые на фоне полезного сигнала управления вентильного преобразователя, что приводит к его неработоспособности, либо резкому ухудшению показателей качества процесса регулирования. Тем не менее, среди данного класса РП наименьшей ошибкой в ОЗД характеризуется преобразователь с ШИМ-2.

10. Интегрирующие РП обладают высокой помехоустойчивостью и имеют наименьший уровень ошибок в ОЗД (в среднем на один порядок меньше чем для РП с выборкой мгновенных значений сигнала управления), который падает с ростом частоты сигнала помехи и зависит от уровня относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{и2}$ в ИРП с ШИМ-1 и 2-го рода, а также постоянной составляющей сигнала управления в ИРП с ЧШИМ. Это является следствием замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале передачи информации.

11. Поэтому интегрирующие РП целесообразны к применению в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации, что особенно актуально для систем автоматического управления с автономными источниками электропитания ограниченной мощности, где

сеть характеризуется высокой нестабильностью своих параметров и уровнем коммутационных искажений. Причем ИРП с ШИМ-1 следует применять в ведомых вентильных преобразователях, в которых синхронизация системы управления с сетью осуществляется за счет дискретного фронта сигнала ведущей развертки, а ИРП с ШИМ-2 и ЧШИМ – в автономных ВП, в которых синхронизация не требуется. Для систем управления ВП с низким уровнем помех в каналах передачи информации значение $\bar{T}_{и2}$ в ИРП с ШИМ-1 и 2-го рода следует выбирать в диапазоне $2,1 \leq \bar{T}_{и2} \leq 3,0$, а в СУ с высоким уровнем помех – $3,0 \leq \bar{T}_{и2} \leq 6,0$.

Глава 3. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ТРЕБОВАНИЯ К УСТРОЙСТВАМ СИНХРОНИЗАЦИИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Среди многообразия функциональных элементов систем управления ВП особое положение занимают устройства синхронизации, метрологические показатели которых определяют степень надежности работы силового преобразователя со стороны синхронизирующего канала (напряжения сети).

Устройства синхронизации одноканальных и многоканальных синхронных СИФУ (см. п. 1.2) предназначены для формирования сигнала логического «0» или «1» на требуемом интервале дискретизации ВП (см. п. 1.1, рис. 1.4 б, в), и служат для управления ФСУ путем установки нулевых начальных условий в генераторах сигналов развертки (см. п. 1.1, рис. 1.4 г) с формированием сигнала для последующего распределением управляющих импульсов по соответствующим группам силовых ключей, которые должны быть переведены в открытое состояние.

Отличаясь принципом построения и своими техническими возможностями, УС имеют общий для всех классов признак, позволяющий произвести их классификацию в соответствии с теорией и практикой информационных развертывающих систем и преобразователей [97, 155, 207, 239, 240, 279].

Обобщенная функциональная схема УС (рис. 3.1 а) включает в себя генератор развертывающей функции (ГРФ) и фиксирующий элемент (ФЭ), определяющий некоторый заранее заданный фиксирующий уровень $b(\theta, t)$ (см. рис. 3.1 б), который в общем случае зависит как от параметров θ схемы ФЭ, так и текущей координаты времени t .

При выполнении условия $X_c(t) \geq b(\theta, t)$ (см. рис. 2.1 б) ФЭ переключается в состояние, например, логической «1» (см. рис. 2.1 в), формируя тем самым командный сигнал для последующих функциональных элементов ВП. Очевидно, что в общем случае отклонение параметров развертывающей системы, например уровня фиксации на величину Δb от заданного значения $b(\theta, t)$, вызывает адекватную ошибку Δt процесса синхронизации (см. рис. 2.1 б).

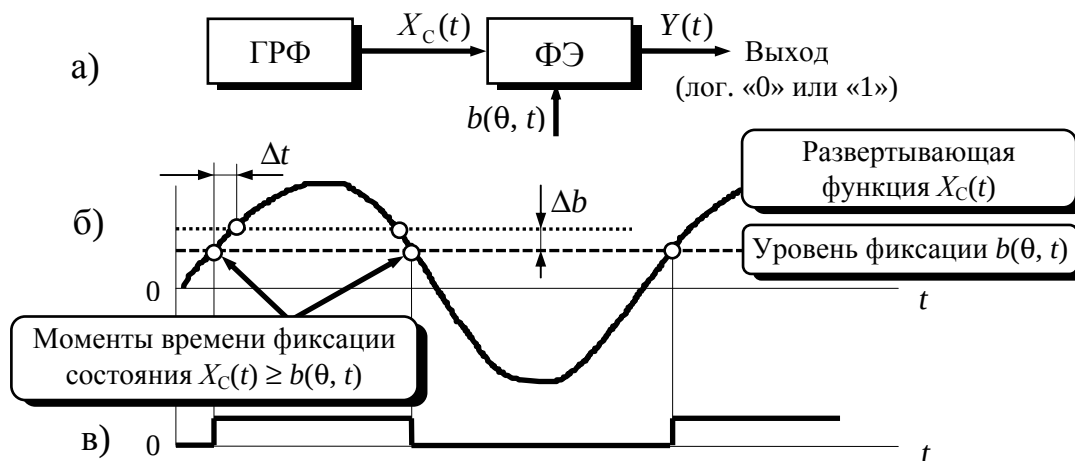


Рис. 3.1. Обобщенная функциональная схема устройства синхронизации (а) и ее временные диаграммы сигналов (б)

Таким образом, классификацию УС (рис. 3.2) целесообразно производить по двум признакам: способу развертывающего преобразования и закону изменения фиксирующего уровня $b(\theta, t)$.



Рис. 3.2. Классификация устройств синхронизации систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями

В устройствах синхронизации с **выборкой мгновенных значений сигнала синхронизации** функции развертывающей функции $X_c(t)$ выполняет непосредственно напряжение сети, поступающее на вход фиксирующего элемента (компаратора). При этом в типовых серийно выпускаемых ВП

[203, 232, 234, 238, 242, 250, 274] наиболее часто применяются УС (рис. 3.3 а) с заранее фиксированным (независимым от времени) уровнем фиксации $b(\theta)$ развертывающей функции, задаваемым параметрами θ элементов внешних цепей компаратора и источником опорного напряжения X_0 , подключаемым к ФЭ через пропорциональное звено с коэффициентом K_0 [123, 250]. Отличительным признаком УС данного класса является высокая чувствительность к изменениям параметров $X_c(t)$ и внешним помехам [97, 129], что приводит к необходимости предварительной фильтрации сигнала синхронизации, ограничивающего диапазон регулирования ВП, а также затрудненному функционированию силового преобразователя в условиях изменения параметров напряжения сети в широких пределах [11, 101, 164, 211].

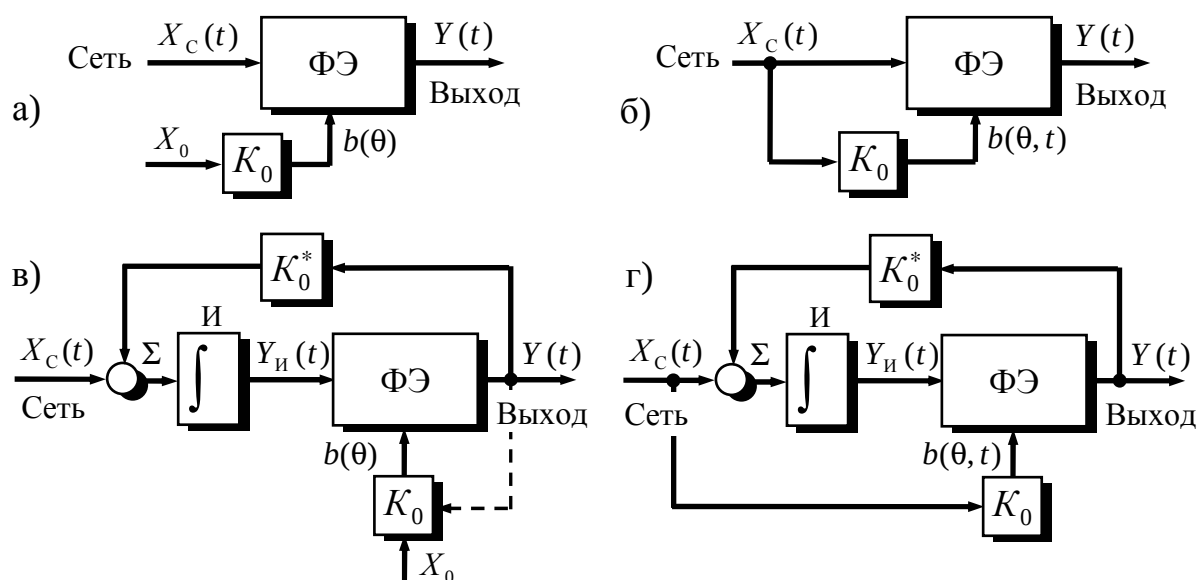


Рис. 3.3. Обобщенные структурные схемы устройств синхронизации

УС с зависимым уровнем фиксации относятся к разряду **адаптивных развертывающих систем** [5, 13, 97], характеристики которых в определенном диапазоне не зависят от параметров синхронизирующего воздействия. Здесь уровень фиксации $b(\theta, t)$ является величиной переменной во времени, изменяющейся по закону сигнала развертывающей функции $X_c(t)$, подаваемой на ФЭ через звено с коэффициентом K_0 (см. рис. 3.3 б).

Интегрирующие УС (см. рис. 3.3 в) отличаются от предыдущего класса УС с выборкой мгновенных значений сигнала синхронизации (см. рис. 3.3 а, б) в первую очередь высокой помехоустойчивостью, присущей спо-

сому интегрирующего развертывающего преобразования [75, 155, 204, 207, 264, 265, 279].

Как правило, интегрирующие УС [114, 120, 128, 129, 177, 184, 186, 197, 204] представляют собой замкнутую систему, в которой развертывающая функция $Y_{\text{и}}(t)$ формируется как результат операции интегрирования синхронизирующего воздействия $X_{\text{с}}(t)$ и выходного сигнала ФЭ $Y(t)$, передаваемого на вход сумматора Σ через звено с коэффициентом K_0^* (см. рис. 3.3 в). Уровень фиксации $b(\theta)$ задается при помощи источника опорного сигнала X_0 через пропорциональное звено K_0 . Для адаптации УС к неустойчивости частоты синхронизирующего воздействия $X_{\text{с}}(t)$ уровень фиксации $b(\theta, t)$ ФЭ может осуществляться не от источника X_0 , а выходным сигналом $Y(t)$ (см. рис. 3.3 в, пунктир).

Замкнутый характер интегрирующих УС обеспечивает повышенный уровень метрологических характеристик системы в целом в широком диапазоне изменения параметров синхронизирующей координаты. Поэтому устройства данного класса зачастую обеспечивают адаптацию своих характеристик к неустойчивости амплитуды и частоты синхронизирующего воздействия $X_{\text{с}}(t)$ [97, 99, 129, 197].

УС с **комбинированными** способами преобразования [96, 129, 180, 197, 198] (см. рис. 3.3 г) представляют собой сочетание интегрирующего развертывающего преобразования (см. рис. 3.3 в) и развертывающего преобразования с выборкой мгновенных значений сигнала синхронизации (см. рис. 3.3 а, б) и, как правило, адаптируются к неустойчивости амплитуды и частоты синхронизирующего воздействия.

В общем случае УС любого класса содержит два выхода (рис. 3.4 а):

- «выход разрешения» формирует сигнал логической «1» (см. рис. 3.4 б), длительность которого определяет интервал времени, на котором соответствующие силовые вентили ВП могут быть переведены в открытое состояние;

- выход установки «0», предназначенный для установки нулевых начальных условий сигнала развертки, например, пилообразного (см. рис. 3.4 г) с помощью импульсов малой длительности (см. рис. 3.4 в), формируемых синхронно с передним и задним фронтами сигнала на первом выходе УС.

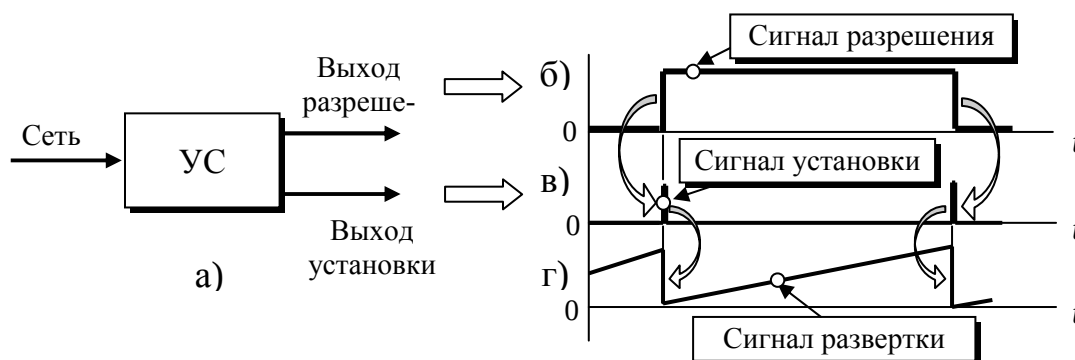


Рис. 3.4. Устройство синхронизации (а) и временные диаграммы его сигналов (б–г)

Таким образом, УС определяет не только логический алгоритм работы силовых ключей ВП, но и непосредственно влияет на информационный канал СИФУ, который формирует фазовый сдвиг импульсов управления под действием управляющего воздействия.

При этом, как показывает практика эксплуатации ВП, наибольшее влияние на работоспособность ВП и показатели качества системы управления электроприводом в целом оказывают параметры напряжения сети (см. п. 1.1) и внешние помехи, воздействующие на УС через паразитные индуктивные или емкостные связи между каналами передачи информации [32, 157, 164, 165, 166, 170]. В первую очередь это касается, например, электроприводов, работающих в условиях ограниченной мощности энергетических установок, когда напряжение сети в значительной степени характеризуется нестабильностью амплитуды и частоты, а также существенными коммутационными искажениями [11, 101, 211, 203]. Поэтому в УС целесообразно применять такие методы обработки информации, которые обеспечивали бы автоматическую перестройку его характеристик в функции уровня и частотного спектра сигналов помех, причем без ущерба для диапазона регулирования СИФУ.

Учитывая вышеизложенное, устройства синхронизации должны удовлетворять следующим основным требованиям (табл. 3.1).

Приведенные в табл. 3.1 требования к УС в серийных изделиях отечественного и зарубежного производства в полном объеме, как правило, не достигаются по причинам объективного характера и влияния субъективных факторов. Связано это в первую очередь с ограничениями технических возможностей применяемой элементной базы, отсутствием объективной

сравнительной оценки различных принципов построения СИФУ, а также проектными ошибками.

Таблица 3.1

№	Параметр	Объекты с мощной стационарной сетью	Энергосистемы ограниченной мощности
1	Амплитудные колебания напряжения сети	$\pm 15 \%$	$\pm (30 \dots 50) \%$
2	Допустимый диапазон изменения частоты сети	50 Гц $\pm 5 \%$	50 Гц +20 %, –30 %
3	Коммутационные провалы напряжения сети	100 % на 5 эл. град	100 % на (10...15) эл. град
4	Допустимое соотношение помеха / сигнал	0,05 – 0,1	не менее 0,2
5	Частотный диапазон сигналов помех	50 – 1200 Гц	20 – 3000 Гц
6	Максимальная ошибка синхронизации	не более 2 эл. град	не более 3 эл. град
7	Гальваническое разделение цепи «вход–выход»		
8	Защита входной цепи от перенапряжений со стороны сети и цепей питания		

Несмотря на достаточное многообразие возможных вариантов УС, в настоящее время отсутствуют исследования, где с единых методологических позиций был бы произведен сравнительный анализ характеристик различных вариантов их построения. Это делает необходимым сравнительный анализ статических и динамических характеристик УС применительно к достаточно жестким условиям промышленной эксплуатации систем управления ВП [32, 101, 164, 253, 287, 307, 309, 329].

3.2. МЕТОДИКА АНАЛИЗА СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ СИНХРОНИЗАЦИИ

Анализ статических характеристик различных классов УС проводился при воздействии на вход гармонического синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ с переменной амплитудой A_C и частотой $(T_C)^{-1}$ (см. рис. 3.5), что позволяет оценить их адаптивные свойства в условиях неустойчивости параметров напряжения сети. Изменение амплитуды A_C и частоты $(T_C)^{-1}$ синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ осуществлялось в пределах $\pm 50 \%$, что

соответствует реальным значениям, характерным для стационарных и автономных источников электропитания ограниченной мощности (см. п. 1.1).

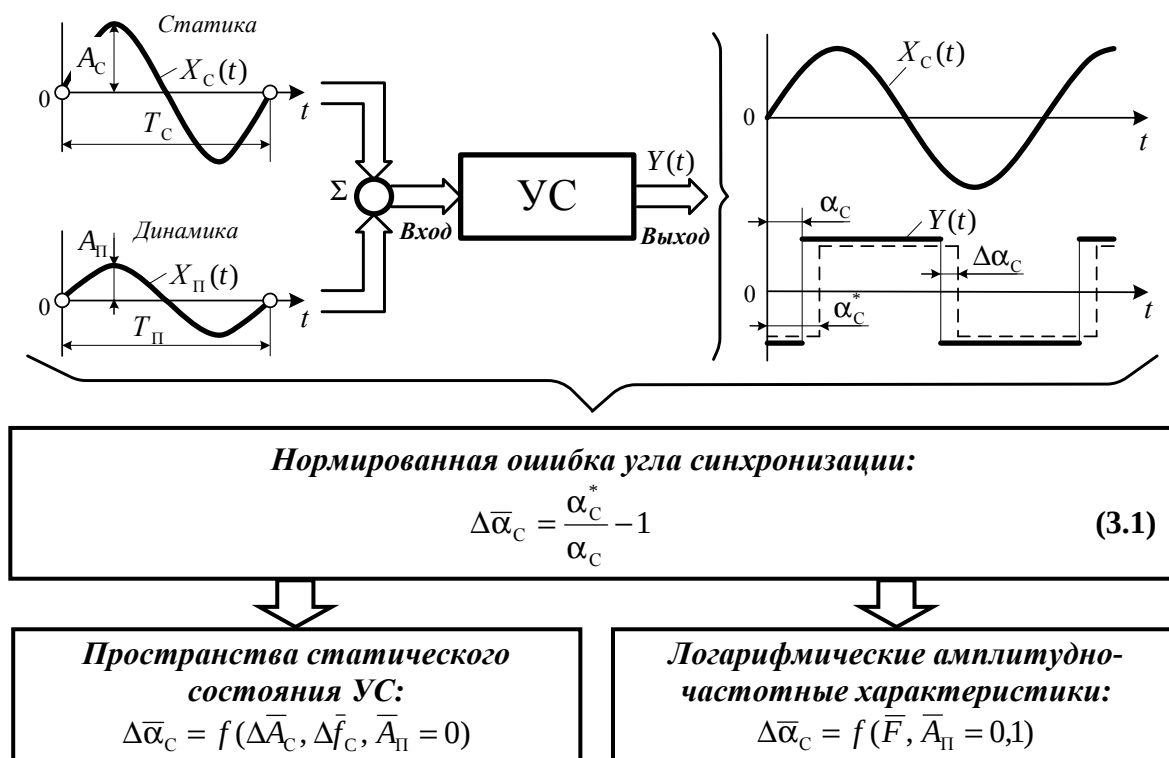


Рис. 3.5. Методика анализа статических и динамических характеристик устройств синхронизации

Динамические характеристики устройств синхронизации оценивались при помощи логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАЧХ) для гармонического входного сигнала $X_n(t) = A_n \cdot \sin(2\pi t/T_n)$ с амплитудой A_n и частотой $(T_n)^{-1}$, подаваемого на вход УС совместно с синхронизирующим воздействием $X_c(t)$ (см. рис. 3.5), в широком частотном диапазоне при амплитуде $A_n = 0,1A_c$.

При воздействии внешнего возмущения на выходе УС возникает отклонение угла синхронизации $\Delta\alpha_c = \alpha_c^* - \alpha_c$ (см. рис. 3.5), где α_c^* , α_c – угол синхронизации при наличии и отсутствии внешнего возмущения соответственно.

В качестве критерия оценки статических и динамических характеристик УС была принята нормированная ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_c$, рассчитанная в соответствии с (3.1), рис. 3.5.

Результаты исследования статических характеристик представлены в виде пространств статического состояния объекта

$\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{A}_C, \Delta\bar{f}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$, а динамических характеристик – в виде ЛАЧХ $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ и получены на основе компьютерного моделирования с применением программы *MatLab+Simulink* [55, 100, 149, 276]. Здесь $\Delta\bar{A}_C = (A_C / A_{C,НОМ}) - 1$, $\Delta\bar{f}_C = (f_C / f_{C,НОМ}) - 1$ – нормированные ошибки амплитуды A_C и частоты f_C синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ по отношению к их номинальным значениям $A_{C,НОМ}$ и $f_{C,НОМ}$ соответственно; $\bar{F} = T_C / T_\Pi$, $\bar{A}_\Pi = |A_\Pi / A_{C,НОМ}|$ – нормированная частота и амплитуда гармонического входного сигнала $X_\Pi(t)$ по отношению к частоте $(T_C)^{-1}$ и амплитуде $A_{C,НОМ}$ синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ соответственно.

Разработанная методика легла в основу анализа статических и динамических характеристик всех классов УС, которые рассматриваются ниже.

3.3. УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ С ВЫБОРКОЙ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИНХРОНИЗИРУЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

Устройства синхронизации с выборкой мгновенных значений синхронизирующего воздействия, называемые также компараторными устройствами синхронизации, получили широкое применение в силовых вентилях преобразователях как отечественных, так и зарубежных производителей [123, 140, 200, 201, 203, 241, 242, 250, 274].

Фиксирующим элементом УС данного класса является компаратор (релейный элемент), с помощью которого производится сравнение сигнала развертки (напряжения сети) с порогом переключения компаратора, который может иметь как заранее заданное (фиксированное), так и зависимое от каких-либо параметров системы значение.

3.3.1. Устройства синхронизации с независимым уровнем фиксации сигнала развертки

УС с независимым уровнем фиксации (УС–НФ) представляет собой релейный (фиксирующий) элемент РЭ с симметричной относительно «нуля» зоной неоднозначности $\pm b$ (табл. 3.2, рис. 1).

УС–НФ формируют выходной сигнал $Y(t)$ в результате непосредственного сравнения мгновенных значений синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ и порогов переключения $\pm b$ РЭ (см. табл. 3.2, рис. 2).

**Статические и динамические характеристики устройства синхронизации
с независимым уровнем фиксации сигнала развертки**

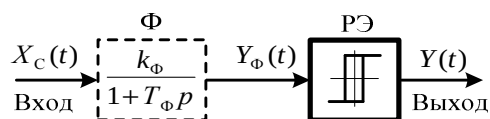


Рис. 1. Структурная схема УС

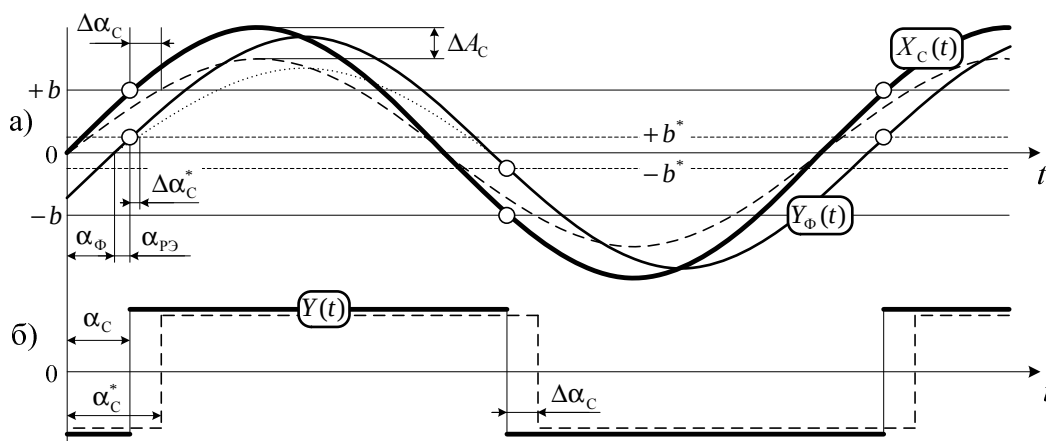
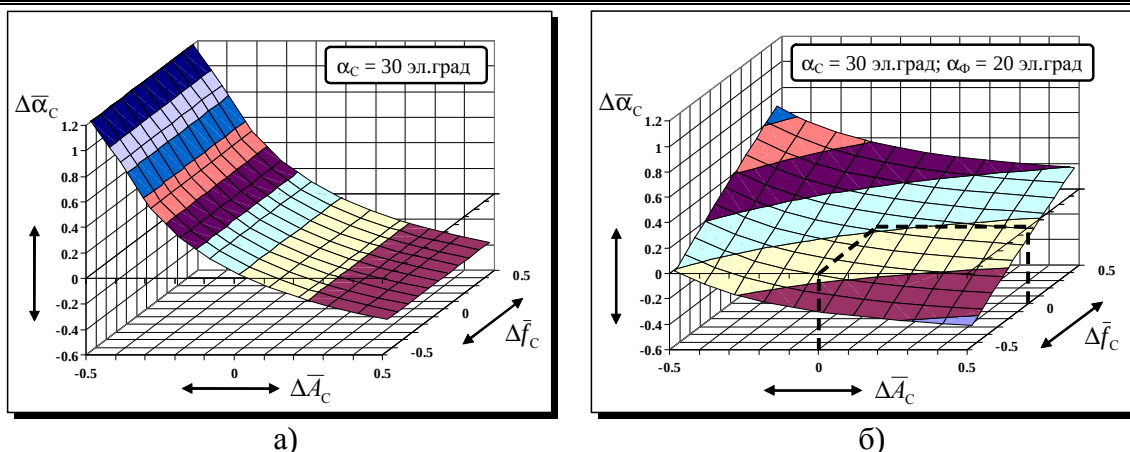
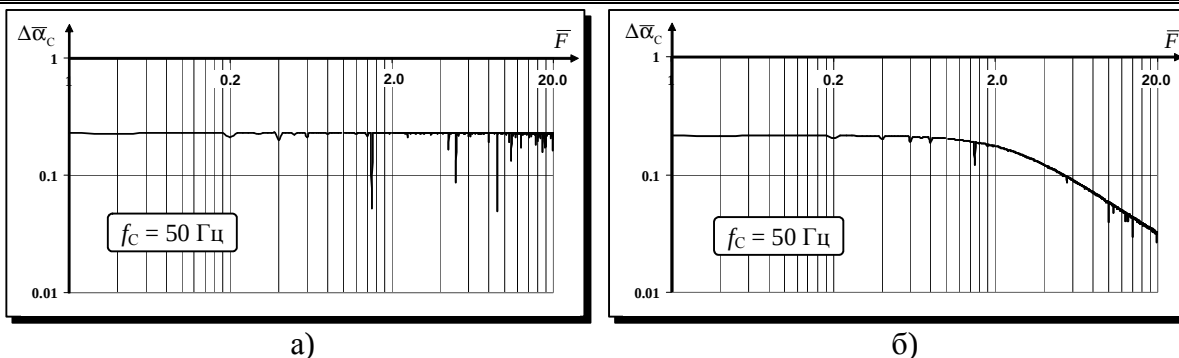


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов УС

Рис. 3. Пространства статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{A}_C, \Delta\bar{f}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$: УС–НФ (а) и каскада «фильтр–УС–НФ» (б)Рис. 4. ЛАЧХ $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0, 1)$: УС–НФ (а) и каскада «фильтр–УС–НФ» (б)

С помощью порогов переключения $\pm b$ устанавливается требуемый фазовый сдвиг между сигналами $X_c(t)$ и $Y(t)$ в соответствии с необходимым диапазоном регулирования угла управления силовыми ключами ВП. Например, для схем однофазных ВП максимальный диапазон регулирования угла управления α составляет 180 эл. град, что достигается при $\pm b = 0$. В трехфазных ВП угол управления отсчитывается от точки естественной коммутации трехфазной системы напряжений [53, 110, 218, 250] и равен 30 эл. град (см. табл. 3.2, рис. 2 б), что достигается при $|b| = 0,5|A_c|$.

В дальнейшем угол сдвига между синхронизирующим сигналом $X_c(t)$ и выходным импульсами $Y(t)$ УС будем называть углом синхронизации α_c .

Для повышения помехоустойчивости УС–НФ со стороны сети последовательно с РЭ рекомендуется включать апериодический фильтр Φ первого порядка с передаточной функцией $W(p) = k_\Phi / (1 + T_\Phi p)$ (см. табл. 3.2, рис. 1), где k_Φ , T_Φ – коэффициент усиления и постоянная времени фильтра.

В трехфазных ВП начальный угол синхронизации α_c настраивается на 30 эл. град, при этом он совпадает с точкой естественной коммутации трехфазной системы сетевого напряжения [53, 110, 218, 250]. При использовании входного фильтра Φ общий фазовый сдвиг $\alpha_c = \alpha_\Phi + \alpha_{РЭ}$ каскада «фильтр–УС–НФ» складывается из фазового сдвига α_Φ , вносимого непосредственно фильтром Φ , и сдвига $\alpha_{РЭ}$, обусловленного РЭ (см. табл. 3.2, рис. 2 а, б). Исходя из практики настройки систем управления ВП, фазовый сдвиг α_Φ должен составлять 20...25 эл. град [101, 140, 200, 242, 250].

Анализ статических и динамических характеристик, представленных в табл. 3.2, рис. 3–4 и полученных на основании методики исследования (см. п. 3.2), позволяет сделать следующие выводы:

➤ УС–НФ обладает высокой степенью восприимчивости к колебаниям амплитуды синхронизирующего сигнала $X_c(t)$, что иллюстрируется пространством состояния $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{A}_c, \Delta \bar{f}_c, \bar{A}_n = 0)$ (см. табл. 3.2, рис. 3 а). Так при уменьшении амплитуды A_c сигнала синхронизации $X_c(t)$ ошибка $\Delta \bar{\alpha}_c$ имеет положительное, а в случае возрастания – отрицательное значение, причем чувствительность УС–НФ к снижению амплитуды напряжения сети существенно превышает ошибку, возникающую в результате роста амплитуды сигнала синхронизации. Например, при $\Delta \bar{A}_c = -0,3$ величина $\Delta \bar{\alpha}_c = 0,5$, а в случае $\Delta \bar{A}_c = 0,3$ ошибка $\Delta \bar{\alpha}_c$ находится на уровне $-0,15$.

При «провале» амплитуды A_C сигнала синхронизации $X_C(t)$ ниже величины $|b|$ (см. табл. 3.2, рис. 2 а) УС–НФ переходит в статическое состояние, и режим синхронизации ВП прекращается, что может вызвать аварийное отключение силового преобразователя.

➤ В то же время УС–НФ оказывается полностью адаптирован к девиациям частоты напряжения сети (см. табл. 3.2, рис. 3 а), так как угол синхронизации $\alpha_C = (180^\circ/\pi) \cdot \arcsin|b/A_C|$ не зависит от частоты f_C синхронизирующего воздействия $X_C(t)$.

➤ УС–НФ обладает низкой помехоустойчивостью, так как при воздействии гармонического сигнала помехи $X_{п}(t)$ на вход РЭ с частотой на порядок превышающую частоту сигнала синхронизации на его выходе возникают ложные срабатывания (см. п. 2.2.2, рис. 2.6), а также отклонения угла синхронизации от заданного значения (см. п. 2.2.2, табл. 2.3). Поэтому в реальных системах последовательно с УС–НФ устанавливают входной сглаживающий фильтр (см. табл. 3.2, рис. 1).

➤ При колебаниях напряжения сети $\Delta\bar{A}_C$ ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_C$ каскада «фильтр–УС–НФ» уменьшается (см. табл. 3.2, рис. 3 б), так как порог переключения РЭ вследствие появления дополнительного фазового сдвига α_Φ , вносимого фильтром Φ , уменьшается до значения $|b^*| < |b|$, а абсолютная ошибка угла синхронизации становится $\Delta\alpha_C^* < \Delta\alpha_C$ (см. табл. 3.2, рис. 2 а). Фактически ошибку $\Delta\alpha_C^*$ можно было бы свести к нулю при условии $b = 0$ и $\alpha_\Phi = 30$ эл. град. Но в этом случае возникли бы проблемы с обеспечением помехоустойчивости релейного элемента к внутренним помехам, например, со стороны источника электропитания системы управления ВП.

➤ Каскад «фильтр–УС–НФ» полностью теряет способность адаптироваться к изменениям частоты напряжения сети $\Delta\bar{f}_C$ (см. табл. 3.2, рис. 3 б), что очевидно ввиду частотно зависимых свойств канала «вход–выход» фильтра Φ . Действительно, номинальный фазовый сдвиг между напряжением сети и сигналом на входе релейного элемента соответствует точке «1» на фазо-частотной характеристике (ФЧХ)

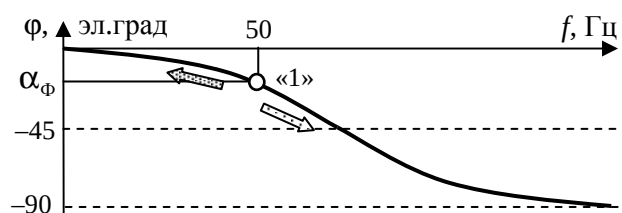


Рис. 3.6. Фазо-частотная характеристика апериодического фильтра первого порядка

фильтра (рис. 3.6). Уменьшение частоты сети приводит к сдвигу этой точки влево по траектории ФЧХ, и ошибка $\Delta\bar{\alpha}_c$ (см. табл. 3.2, рис. 3 б) имеет отрицательный знак. Наоборот, если частота сигнала синхронизации $X_c(t)$ увеличивается, то точка «1» смещается вправо (см. рис. 3.6), и ошибка $\Delta\bar{\alpha}_c$ становится «положительной» (см. табл. 3.2, рис. 3 б).

➤ С точки зрения динамических характеристик, очевидно, что каскад «фильтр–УС–НФ» уступает УС–НФ (см. табл. 3.2, рис. 4 а, б), и его полоса пропускания полностью определяется параметрами входного фильтра Ф. Однако здесь есть свои особенности, которые заключаются в том, что при целочисленном соотношении частот сети и гармонического входного сигнала величина $\Delta\bar{\alpha}_c$ стремится к нулю. Это является свойством, характерным не только для УС всех классов без исключения, а для импульсных систем в целом, что более подробно рассматривается в п. 3.4.1 применительно к интегрирующим УС.

Экспериментальные исследования каскада «фильтр–УС–НФ» показали, что при нестабильности амплитуды A_c сигнала синхронизации $X_c(t)$ в пределах $\pm 10\%$ абсолютная ошибка угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ находится в пределах ∓ 5 эл. град, что является достаточно существенной ошибкой для систем управления ВП [80, 117, 155]. Поэтому данный вариант построения УС может быть рекомендован лишь для систем энергопитания с высокой стабильностью своих параметров.

3.3.2. Адаптивные устройства синхронизации с ведомым уровнем фиксации сигнала развертки

Одним из основных недостатков УС–НФ является зависимость величины угла синхронизации α_c от амплитуды A_c напряжения сети. Причина этого заключается в стабильном и заранее заданном уровне порогов переключения $\pm b$ релейного (фиксирующего) элемента УС.

Данный недостаток может быть устранен за счет перестройки порогов переключения $\pm b$ в зависимости от амплитуды сигнала синхронизации A_c , т.е. $\pm b = f(\pm A_c)$ [13, 97].

Простейший вариант структуры устройства синхронизации с ведомым уровнем фиксации сигнала развертки УС–ВФ показан в табл. 3.3, рис. 1 и включает в себя линейное звено ЛЗ с большим коэффициентом усиления,

звенья $k_{\text{ВХ}}$, $k_{\text{ОС}}$ на входе и в цепи положительной обратной связи и амплитудный модулятор АМ, образующие релейный элемент с порогами переключения $\pm b$, а также демодулятор ДМ сигнала синхронизации с выходным фильтром Ф2. В общем случае ДМ может подключаться к n -фазной системе переменного напряжения, когда одна из фаз выполняет также функции сигнала синхронизации. Импульсы на выходе АМ имеют частоту выходного сигнала ЛЗ, а по амплитуде зависят от выходного напряжения ДМ (Ф2). В результате, при изменении уровня напряжения сети (сигнала синхронизации) пропорционально изменяется величина сигнала положительной обратной связи компаратора, и, соответственно, пороги переключения УС–ВФ. Временные диаграммы сигналов УС–ВФ для случая однофазного источника питания ИП (см. табл. 3.3, рис. 2 а) приведены в табл. 3.3, рис. 2 б.

Здесь при амплитуде A_c напряжения сети пороги переключения и амплитуда выходного сигнала операционного усилителя DA (см. рис. 3.3, рис. 2 а) равны соответственно $\pm b(t)$ и $Y(t)$ (см. табл. 3.3, рис. 2 б). При уменьшении сигнала синхронизации на величину ΔA_c эти величины уменьшаются соответственно до значений $\pm b^*(t)$ и $Y^*(t)$, в результате чего угол синхронизации α_c остается на заданном во времени положении (см. табл. 3.3, рис. 2 б). Следует учитывать, что наличие сглаживающих фильтров $C1$ – $C4$ (см. табл. 3.3, рис. 2 а) неизбежно приводит к снижению быстродействия УС–ВФ при динамических изменениях напряжения сети.

Анализ статических и динамических характеристик, представленных в табл. 3.3, рис. 3–4 и полученных на основании методики исследования (см. п. 3.2), позволяет сделать следующие выводы:

➤ УС–ВФ полностью адаптируется к колебаниям амплитуды $\Delta \bar{A}_c$ и частоты $\Delta \bar{f}_c$ синхронизирующего воздействия $X_c(t)$, на что указывает пространство статического состояния $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{A}_c, \Delta \bar{f}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$ (см. табл. 3.3, рис. 3 а). Однако при введении фильтра Ф1 свойство адаптации к неустойчивости частоты $\Delta \bar{f}_c$ утрачивается (см. табл. 3.3, рис. 3 б) по причинам, характерным для каскада «фильтр–УС–НФ» (см. табл. 3.2).

➤ По уровню ошибки $\Delta \bar{\alpha}_c$ при изменениях частоты $\Delta \bar{f}_c$ каскад «фильтр–УС–ВФ» является более предпочтительным по сравнению с каналом «фильтр–УС–НФ», так как его статическая ошибка $\Delta \bar{\alpha}_c$ не зависит от амплитуды A_c сигнала синхронизации $X_c(t)$.

**Статические и динамические характеристики устройства синхронизации
с ведомым уровнем фиксации сигнала развертки**

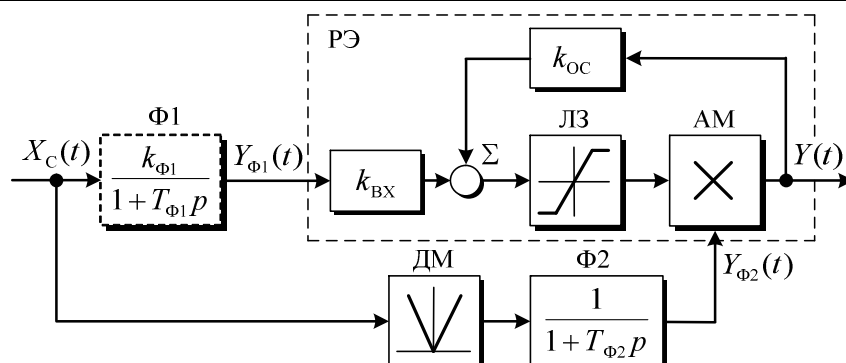


Рис. 1. Структурная схема УС

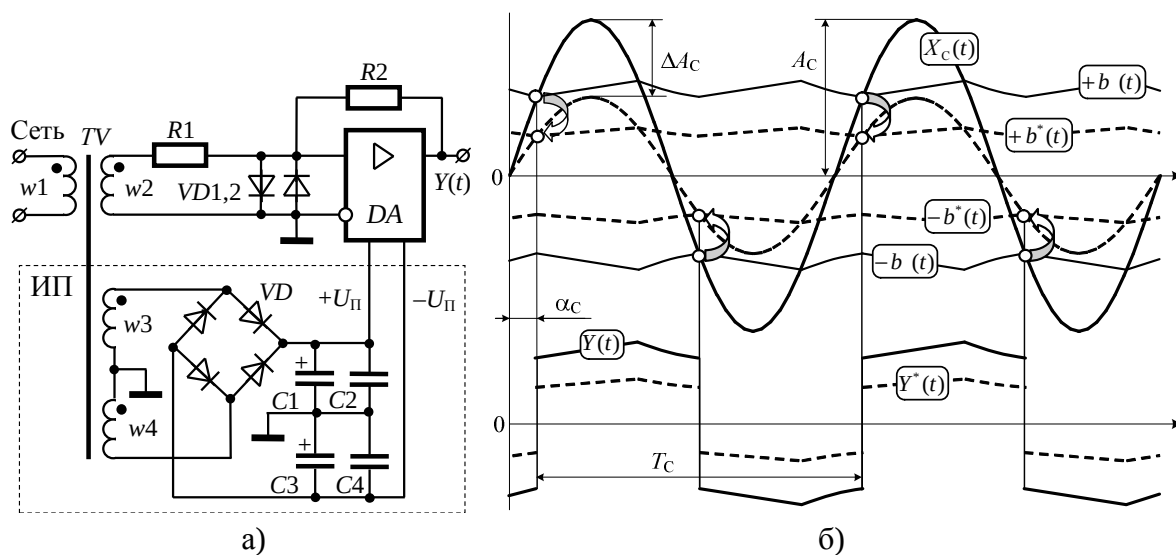
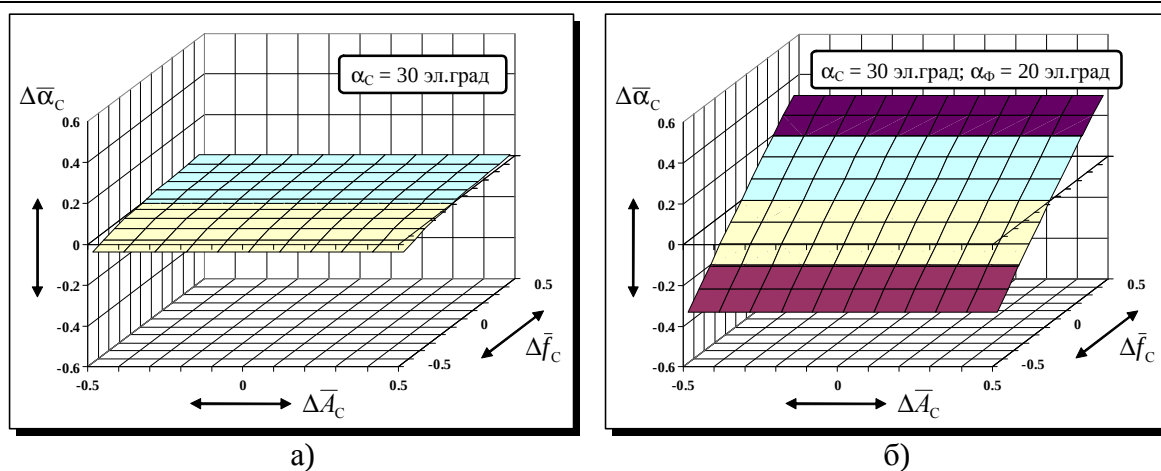
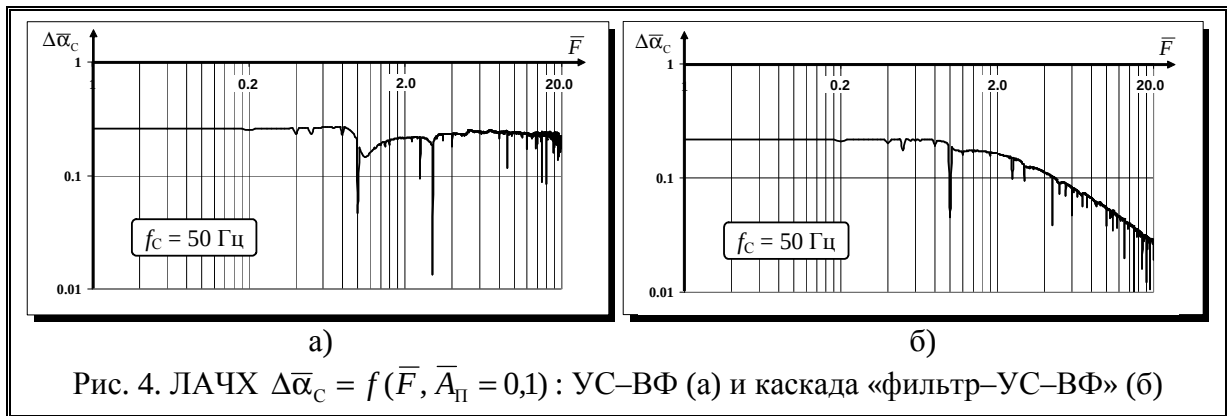


Рис. 2. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б) УС–ВФ с однофазной демодуляцией напряжения питания

Рис. 3. Пространства статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{A}_C, \Delta\bar{f}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$: УС–ВФ (а) и каскада «фильтр–УС–ВФ» (б)



➤ Частотная характеристика $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 3.3, рис. 4 а) несколько отличается от ЛАЧХ УС–НФ (см. табл. 3.2, рис. 4 а) по причине того, что в формировании напряжения питания УС–ВФ участвуют также высшие гармоники со стороны напряжения сети, порождаемые гармоническим входным сигналом $X_{\Pi}(t)$. Однако, с практической точки зрения, эти отличия несут незначительный характер. Динамические характеристики $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ для каскада «фильтр–УС–ВФ» (см. табл. 3.3, рис. 4 б) и «фильтр–УС–НФ» (см. табл. 3.2, рис. 4 б) практически идентичны.

Для уменьшения постоянных времени фильтров $C1$, $C3$ (см. табл. 3.3, рис. 2 а) целесообразно использовать демодуляцию трехфазного напряжения сети [13, 97], так как при этом в выпрямленном напряжении принципиально отсутствуют точки с нулевым значением напряжения питания, что характерно для однофазных выпрямителей. На практике подобная структура УС может быть реализована, например, на операционном усилителе DA с питанием от нестабилизированного источника питания ИП с

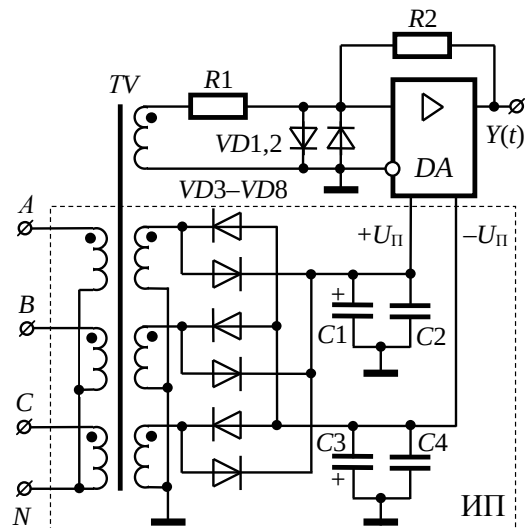


**Рис. 3.7. Принципиальная схема
УС–ВФ с питанием от трехфазного
выпрямленного напряжения**

выхода трехфазного «нулевого» выпрямителя $VD3$ – $VD8$ (см. рис. 3.7). Режимы работы подобного УС подробно рассмотрены автором в работе [13],

поэтому остановимся лишь на наиболее характерных отличительных качествах ниже данного метода синхронизации.

В результате демодуляции трехфазной системы напряжений «а», «b», «с» формируются напряжения постоянного знака $+U_{\Pi}$ и $-U_{\Pi}$ (см. рис. 3.8 а), которые определяют закон изменения вершины импульсов на выходе релейного элемента $Y(t)$ и, следовательно, характер его порогов переключения $\pm b(t)$. В результате напряжение $+U_{\Pi}$ формирует порог фиксации $-b(t)$, а сигнал $-U_{\Pi}$ – пороговый уровень $+b(t)$ (см. рис. 3.8 б). Каждый из пороговых уровней $\pm b(t)$ содержит периодическую пульсирующую составляющую фаз «а», «b», «с». При соответствующем подборе амплитуды A_C , например, фазы «а», обеспечивается переключение УС в точках «1» и «2» (см. рис. 3.8 а, б, моменты времени t_1 и t_2 соответственно). В результате на выходе УС формируется импульсный сигнал $Y(t)$ (см. рис. 3.8 в, г) с пульсирующей амплитудой.

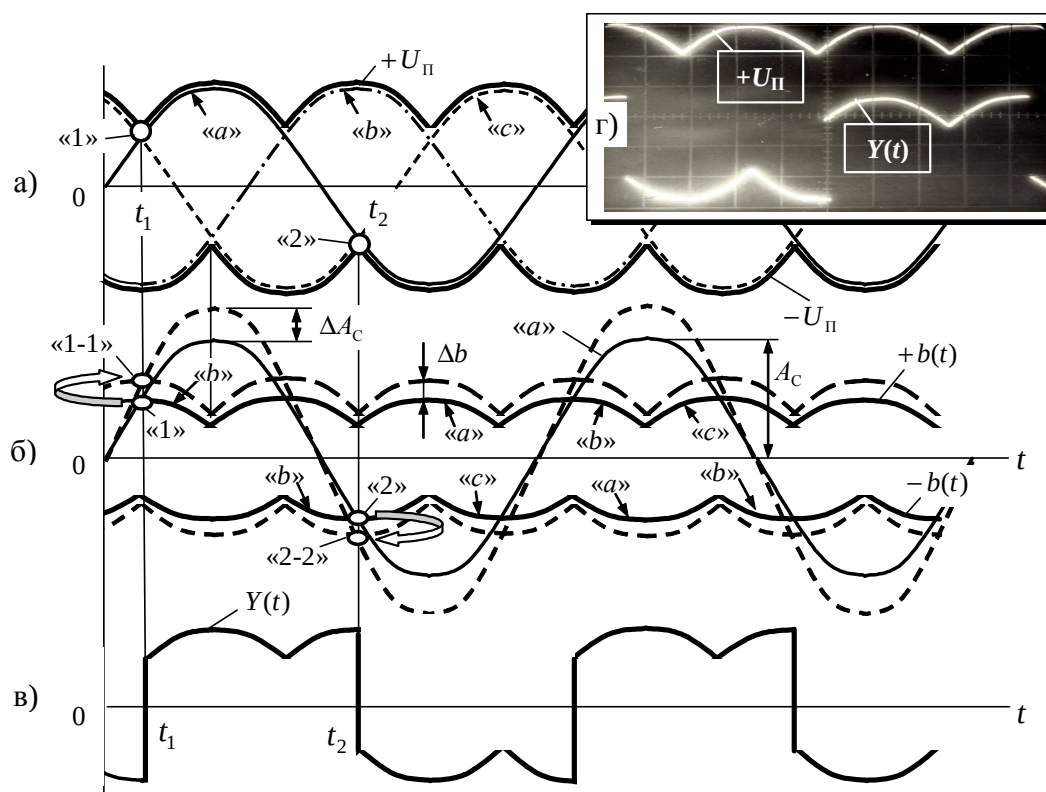


Рис. 3.8. Временные диаграммы сигналов (а-в) и осциллограмма (г) адаптивного УС–ВФ при симметричной нестабильности фазных напряжений

При синхронном изменении амплитуды фаз напряжения сети (например, увеличении на ΔA_C , см. рис. 3.8 б) происходит пропорциональный рост порогов фиксации $\pm b(t)$ до уровня $\pm b(t) \pm \Delta b$. В результате точки фиксации

«1» и «2» перемещаются вертикально в положения «1-1» и «2-2» соответственно (см. рис. 3.8 б), однако моменты времени t_1 и t_2 переключения УС сохраняются неизменными. При этом ошибка угла синхронизации полностью отсутствует как при увеличении, так и при уменьшении амплитуд фаз напряжения сети.

Более специфический режим работы УС–ВФ возникает в случае асимметричного изменения амплитуд напряжений фаз сети (см. рис. 3.9).

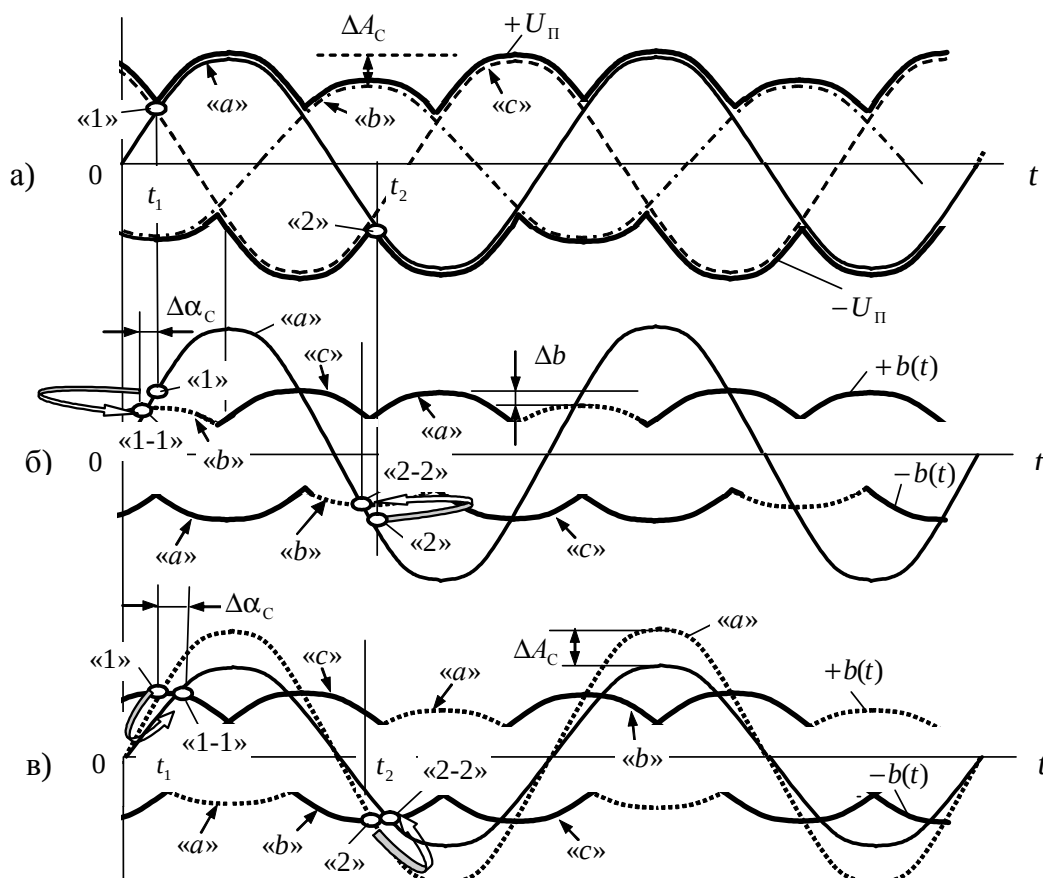


Рис. 3.9. Временные диаграммы сигналов адаптивного УС–ВФ при нестабильности амплитуды фазы «b» и «a»

Предположим, что на величину ΔA_c уменьшилась амплитуда фазы «b» (см. рис. 3.9 а). Это влечет за собой смещение уровня фиксации релейного элемента для сигнала синхронизации фазы «a» (см. рис. 3.9 б), в результате чего точки «1» и «2» перемещаются соответственно в положения «1-1» и «2-2» как по горизонтальной, так по вертикальной осям. При этом появляется ошибка синхронизации $\Delta \alpha_c$ в фазе, амплитудное значение которой соответствует номинальному уровню. Аналогичная ошибка, только с противоположным знаком, будет и в случае, когда на величину ΔA_c изменилась

амплитуда фазы «а», а фаза «b» осталась неизменной (см. рис. 3.9 в).

На рис 3.10 приведены результаты моделирования УС–ВФ при асимметрии фазных напряжений, когда только фаза «а» имеет нестабильную амплитуду. В этом случае погрешность синхронизации в каналах фаз *A* и *C* отлична от нуля (см. рис. 3.10). Одновременно с этим для фазы «b» $\Delta\bar{\alpha}_C = 0$, так как работа ее канала синхронизации зависит от фаз «b» и «с», которые в данном

случае имеют номинальное значение. Обращает на себя внимание тот факт, что $\Delta\bar{\alpha}_C$ для «а» и «с» изменяется в противоположных по знаку направлениях, что при определенных схемотехнических решениях в СИФУ и режимах работы ВП может вызвать эффект взаимной компенсации этих ошибок.

Схема системы синхронизации ВП (рис. 3.11) отличается от традиционной [140, 200, 203, 242, 250] тем, что в формировании сигнала синхронизации по каждому из каналов принимают участие две фазы напряжения сети. Так, для канала фазы *A* синхронизирующим воздействием является непосредственно фаза *A*, а уровень фиксации определяется фазой *B*. Для канала фазы *B* уровень фиксации зависит от состояния фазы *C*, а в канале управления фазы *C* пороговый уровень диктуется фазой *A*.

В любом случае, рассмотренную адаптивную систему синхронизации ВП (см. рис. 3.11) целесообразно рекомендовать к применению на объектах, где подавляющая доля результирующей нагрузки приходится на трехфазные потребители, при работе которых наблюдается симметричная неустойчивость по всем фазам.

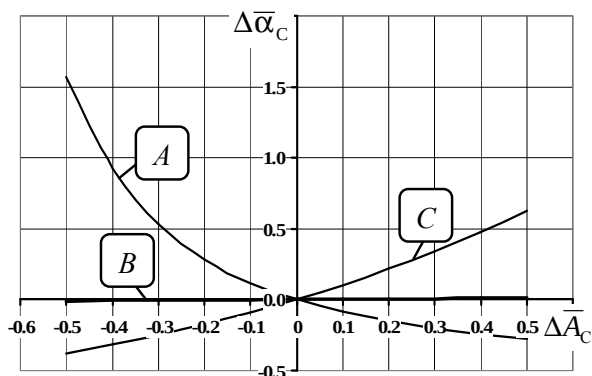


Рис. 3.10. Статическая характеристика $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{A}_C)$ УС–ВФ при несимметричном по фазам изменении амплитуды питающего напряжения (для фазы *A*)

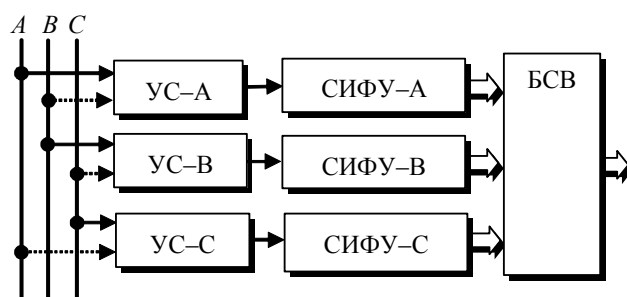


Рис. 3.11. Функциональная схема адаптивной синхронной системы управления ВП на основе каналов синхронизации УС–ВФ (УС–А, УС–В, УС–С) (БСВ – блок силовых вентилей)

Результаты экспериментальных исследований показали, что при симметричном отклонении фазных напряжений в пределах $\pm 10\%$ абсолютная ошибка угла синхронизации для каскада «фильтр–УС–ВФ» не превышает 0,3 эл. град, что на порядок меньше, чем в каскаде «фильтр–УС–НФ».

3.3.3. Адаптивные устройства синхронизации со следящей фиксацией точек естественной коммутации напряжения сети

При анализе трехфазных УС–ВФ (см. рис. 3.10) было показано, что статическая точность поддержания требуемого угла синхронизации α_c в этих устройствах обеспечивается только при симметричном по фазам изменении амплитуды питающего напряжения.

Одним из способов построения адаптивных УС является впервые предложенный автором [181] метод следящей фиксации двух сигналов разверток УС–СФ (табл. 3.4, рис. 1).

В состав УС–СФ входят компараторы К1–К3, осуществляющие попарное сравнение фазных напряжений $A-C$, $B-A$ и $C-B$ соответственно и формирующие на выходах сигналы Y_{AC} , Y_{BA} , Y_{CB} логической «1» длительностью 180 эл. град (см. табл. 3.4, рис. 2 б–г) между точками естественной коммутации «1» – «2», «3» – «4», «5» – «6» (см. табл. 3.4, рис. 2 а).

Очевидно, что как при симметричном, так и при асимметричном изменении амплитуд фазных напряжений фронты сигналов Y_{AC} , Y_{BA} , Y_{CB} оказываются жестко «привязанными» к соответствующим точкам естественной коммутации. Так, при уменьшении амплитуды, например, фазы A на величину ΔA_c точка коммутации «1» смещается в положение «1-1», точка «2» – в положение «2-2», точка «3» – в «3-3», а точка «4» – в «4-4» (см. табл. 3.4, рис. 2 а). В результате сигналы Y_{AC} , Y_{BA} смещаются на величину $\Delta\alpha$ (см. табл. 3.4, рис. 2 б, в), отслеживая в реальном времени положение точек естественной коммутации трехфазной системы напряжений (см. табл. 3.4, рис. 2 а). Поэтому УС–СФ (см. табл. 3.4, рис. 1) полностью адаптируются к нестабильности амплитуды напряжения сети как при симметричном, так и асимметричном изменении фазных напряжений (см. табл. 3.4, рис. 3 а).

Аналогичными свойствами УС–СФ обладает и при девиациях частоты напряжения сети, о чем свидетельствует характеристика $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\Delta\bar{A}_c, \Delta\bar{f}_c, \bar{A}_H = 0)$ (см. табл. 3.4, рис. 3 а).

**Статические и динамические характеристики устройства синхронизации со
следящей фиксацией сигналов развертки**

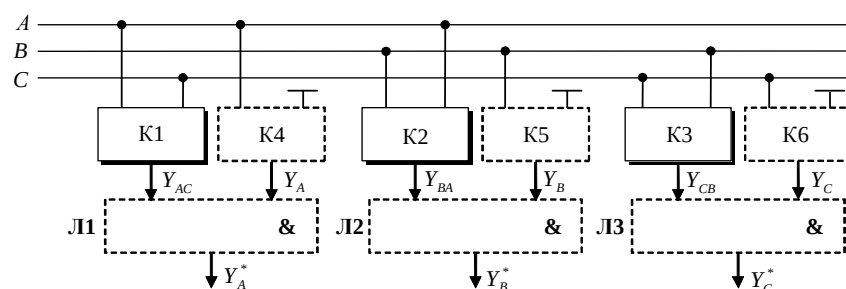


Рис. 1. Структурная схема УС-СФ

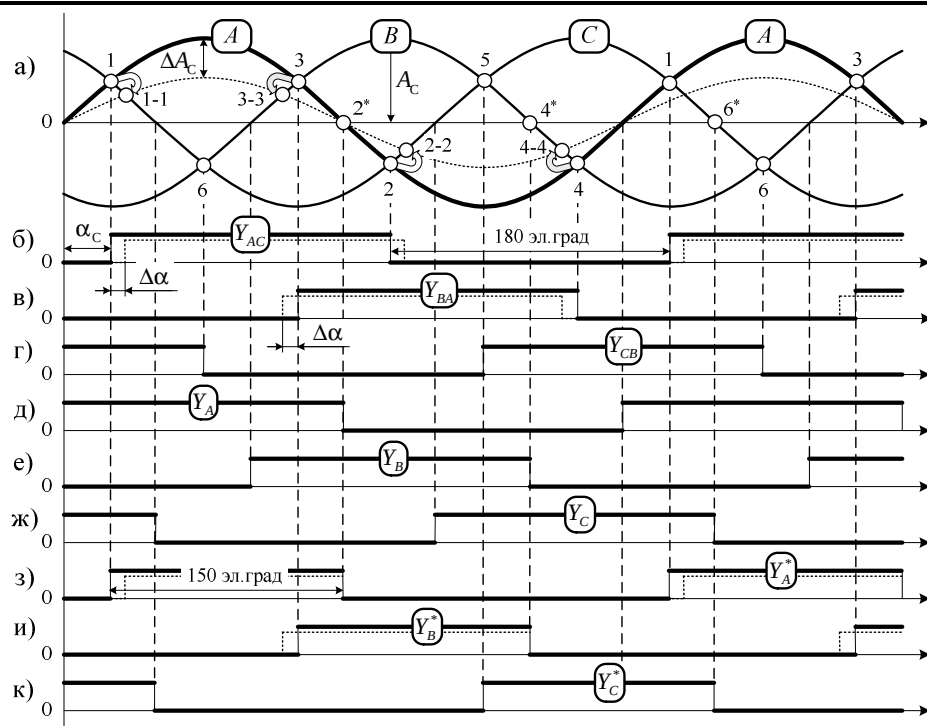
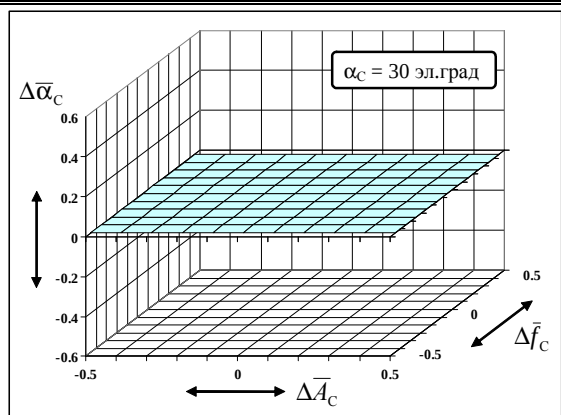
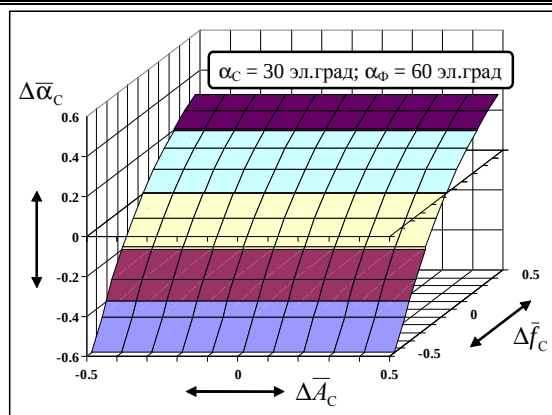


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов УС-СФ



а)



б)

Рис. 3. Пространства статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\Delta\bar{A}_c, \Delta\bar{f}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$: УС-СФ (а) и каскада «фильтр-УС-СФ» (б)

Динамическая ошибка УС–СФ по сравнению, например, с УС–НФ оказывается примерно в 4 раз меньше (см. табл. 3.4, рис. 4 а), так как здесь происходит непосредственное слежение устройством синхронизации за точками естественной коммутации фаз A , B , C , а не их параметрическое сравнение с заранее заданным порогом фиксации.

При этом соответствующая точка естественной коммутации трехфазной системы напряжений, которую пытается зафиксировать УС–СФ, начинает под действием высокочастотной гармоник «рыскать» в окрестностях ее номинального положения, что и фиксируется соответствующим компаратором канала синхронизации.

Таким образом, применение УС–СФ в промышленных условиях без входного фильтра нецелесообразно, так как это может привести не только к существенной ошибке регулирования, но и к аварийному отключению всего ВП.

Анализ различных вариантов параметров входного фильтра Φ , при которых соблюдается ранее рассмотренный алгоритм следящей фиксации показал, что оптимальным вариантом является случай, когда между напряжением сети и выходным сигналом Φ обеспечивается фазовый сдвиг $\alpha_\Phi = -60$ эл. град [14], а в структуре «фильтр–УС–СФ» у компараторов К1–К3 используется инверсный выход (рис. 3.12 а).

С помощью фильтров Φ –А, Φ –В, Φ –С трехфазная последовательность A, B, C (рис. 3.12 б) сдвигается на угол $\alpha_\Phi = -60$ эл. град (см. рис. 3.12 в), и на вход компараторов К1–К3 поступает новая трехфазная система сигналов «а», «b», «с», которая ими обрабатывается по ранее рассмотренному алгоритму. В результате на инверсном выходе компараторов К1–К3 формируются синхронизирующие сигналы $\bar{Y}_{ac}$, $\bar{Y}_{ba}$, $\bar{Y}_{cb}$ (см. рис. 3.12 г–е), совпадающие с точками «5» – «6», «1» – «2» и «3» – «4» соответственно в исходной системе напряжений A, B, C (см. рис. 3.12 б).

Результирующее согласование каналов синхронизации с СИФУ осуществляется по впервые предложенной автором [13, 120] перекрестной схеме синхронизации (рис. 3.13). При этом выходной сигнал фазы A синхронизирует СИФУ–С, фаза B синхронизирует СИФУ–А, а фаза C – СИФУ–В.

Нетрудно заметить, что если трехфазную последовательность A, B, C (см. рис. 3.12 б) сдвинуть на угол $\alpha_\Phi = -30$ эл. град, то синхронизирующие сигналы $\bar{Y}_{ac}$, $\bar{Y}_{ba}$, $\bar{Y}_{cb}$ (см. рис. 3.12 г–е), совпадут с моментами перехода фазных напряжений A, B, C через нулевой уровень. Поэтому схему синхронизации, приведенную на рис. 3.12, можно также использовать для синхронизации однофазных схем выпрямителей или тиристорных регуляторов напряжения [53, 54, 218, 220].

Логическое ограничение максимального угла управления $\alpha_{\max}$ на уровне 150 эл. град также может быть достигнуто в схеме «фильтр–УС–СФ» путем введения компараторов К4–К6 с инверсными выходами и логических элементов Л1–Л3 с функцией «2И» (см. рис. 3.12 а). С помощью элементов «2И» сравниваются сигналы $\bar{Y}_{ba}$ и $\bar{Y}_b$ (см. рис. 3.12 д, з), $\bar{Y}_{cb}$ и $\bar{Y}_c$ (см. рис.

3.12 е, и), а также $\bar{Y}_{ac}$ и $\bar{Y}_a$ (см. рис. 3.12 г, ж). В результате на выходах Л1–Л3 формируются импульсы Y_A^* , Y_B^* , Y_C^* (см. рис. 3.12 к–м), длительность которых равна интервалам коммутации «1 – 2*», «3 – 4*», «5 – 6*» соответственно в исходной системе напряжений A, B, C (см. рис. 3.12 б).

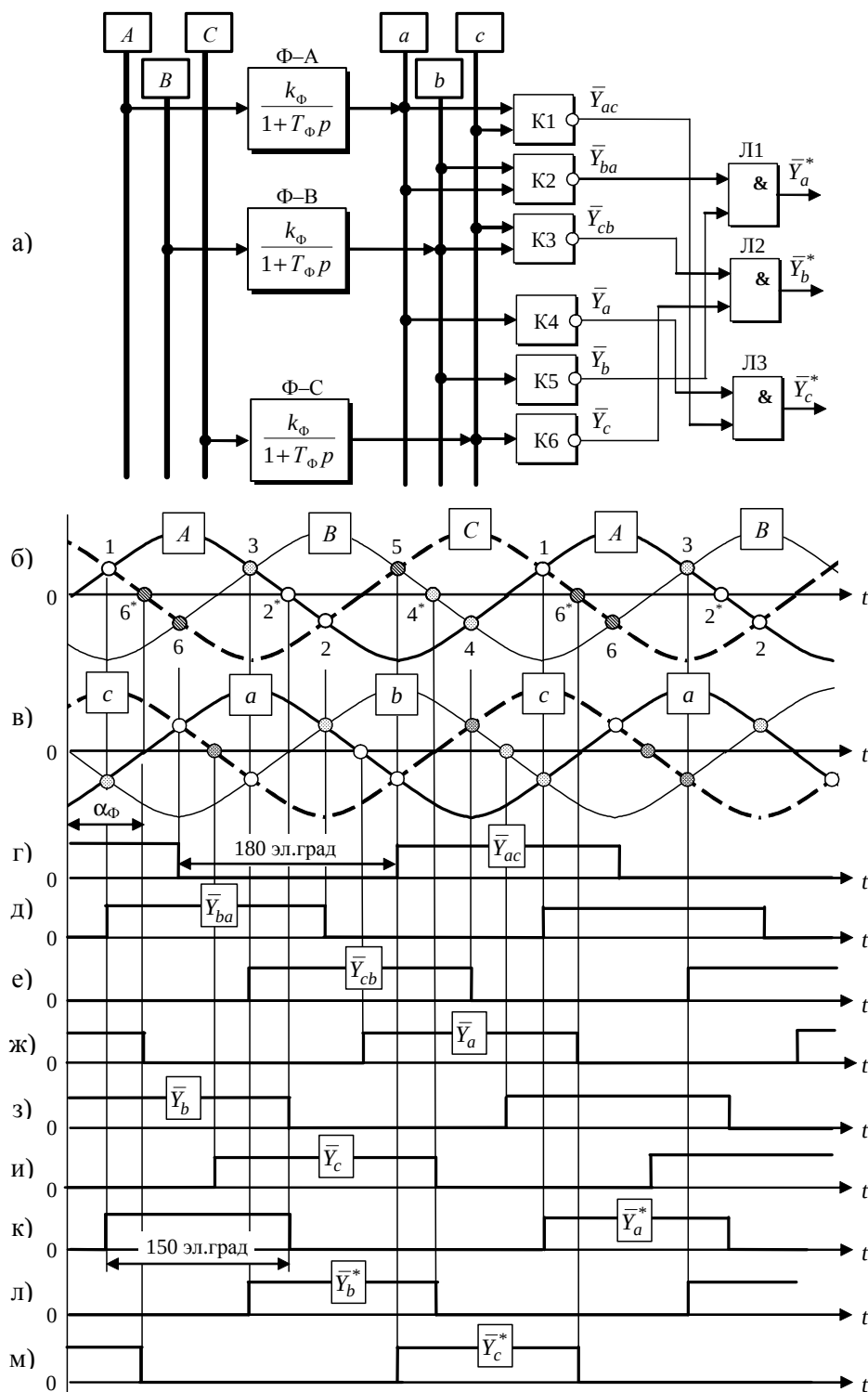


Рис. 3.12. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–м) устройства синхронизации «фильтр–УС–СФ»

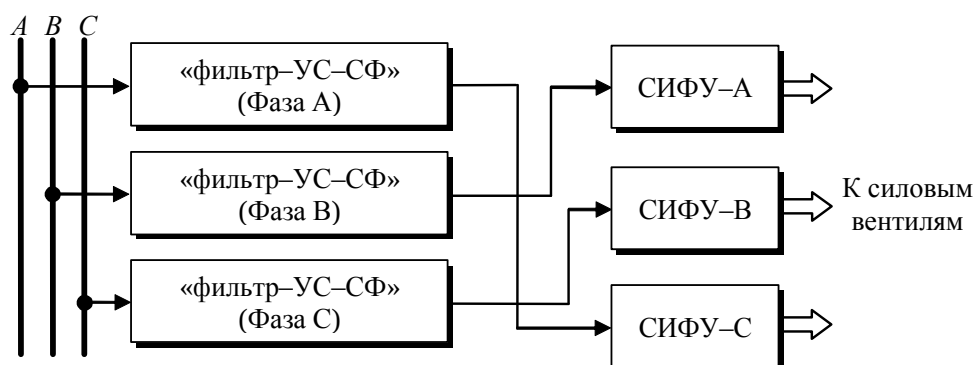


Рис. 3.13. Функциональная схема перекрестной синхронизации СИФУ трехфазного мостового ВП на основе каналов «фильтр–УС–СФ»

Введение фильтра приводит к потере в каскаде «фильтр–УС–СФ» свойств адаптации к изменениям частоты напряжения сети (см. табл. 3.4, рис. 3 б) по причинам, характерным для каскада «фильтр–УС–НФ» (см. табл. 3.2). Из-за более высокого значения постоянной времени фильтра T_Φ максимальная статическая ошибка $\Delta\bar{\alpha}_C$ в схеме «фильтр–УС–СФ» при отклонении частоты сети от номинального значения (см. табл. 3.4, рис. 3 б) выше примерно в два раза по сравнению с каналом «фильтр–УС–ВФ» (см. табл. 3.3, рис. 3 б), при этом адаптация канала синхронизации к изменениям амплитуды напряжения сети сохраняется неизменной.

По полосе пропускания «фильтр–УС–СФ» (см. табл. 3.4, рис. 4 б) также уступает каскаду «фильтр–УС–ВФ» (см. табл. 3.3, рис. 4 б) из-за необходимости установки фильтра с постоянной времени T_Φ , превышающей значение для «фильтр–УС–ВФ» примерно в 3 раза. Вместе с тем, введение фильтра позволяет устранить высокочастотное «рыскание» в области высокочастотных гармоник, что характерно для УС–СФ (см. табл. 3.4, рис. 4).

На объектах с повышенным уровнем помех применение структуры «фильтр–УС–СФ» может оказаться более предпочтительным, так как постоянная времени его фильтра практически в 3 раза превышает аналогичный параметр для T_Φ каскада «фильтр–УС–ВФ». Кроме того, УС–СФ адаптирован к асимметрии фазных напряжений, что отсутствует в УС–ВФ.

3.4. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ И КОМБИНИРОВАННЫЕ УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ

Применение методов интегрирующего развертывающего преобразования [81, 155, 239, 240, 264, 279] для синхронизации системы управления ВП

является одним из эффективных способов повышения их помехоустойчивости, статической и динамической точности. Ниже рассматриваются статические и динамические характеристики интегрирующих и комбинированных устройств синхронизации [96, 114, 120, 128, 129, 177, 184, 186, 197].

3.4.1. Устройства синхронизации с интегрирующей фиксацией сигнала развертки

В большинстве случаев основу интегрирующих УС составляет базовая структура интегрирующего РП с ЧШИМ (см. п. 2.1, табл. 2.2), содержащая сумматор Σ , интегратор И и релейный элемент РЭ (табл. 3.5, рис. 1) и работающая в режиме внешней синхронизации с частотой напряжения сети [265], что, в частности показано в работах автора [11, 16, 114, 128, 129, 294].

Для перевода РП из режима частотно-широотно-импульсной модуляции в режим внешней синхронизации [114, 204], когда в системе реализуется широтно-импульсная модуляция, необходимо на вход РП подать синхронизирующий сигнал $X_c(t)$ (напряжение сети), имеющий форму синусоиды, либо прямоугольных биполярных импульсов со средним нулевым значением, получаемых, например, путем преобразования синусоидального сигнала с помощью компаратора.

В дальнейшем класс УС на базе синхронизированного РП (см. табл. 3.5, рис. 1) будем называть УС–ИФ, то есть устройствами синхронизации с интегрирующей фиксацией сигнала развертывающей функции.

Рассмотрим синхронизацию УС–ИФ прямоугольным периодическим сигналом $X_c(t)$ с периодом T_c и амплитудой A_c (см. табл. 3.5, рис. 2). Считаем, что амплитуда периодического сигнала удовлетворяет условию $A_c > A$ и в начальный момент времени $t = 0$ значение сигнала развертки $Y_{и}(t)$ на выходе интегратора И соответствует порогу переключения РЭ $+b$ (см. табл. 3.5, рис. 2). Здесь A – амплитуда импульсов на выходе РЭ.

На интервале времени t_1 сигнал развертки $Y_{и}(t)$ до момента времени достижения нижнего порога переключения РЭ $-b$ изменяется под действием суммы $(A_c + A)$ (см. табл. 3.5, рис. 2). При выполнении равенства $Y_{и}(t) = -b$ происходит переключение РЭ в состояние $-A$. Затем сигнал развертки $Y_{и}(t)$ продолжает уменьшаться под действием разности $(A_c - A)$, и к моменту

времени изменения знака $X_C(t)$ достигает величины $(-b - \Delta b_2)$. Далее развертка $Y_{\text{и}}(t)$ формируется под действием суммарного отрицательного сигнала $(-A_C - A)$, что приводит к изменению направления развертывающего преобразования и росту амплитуды сигнала $Y_{\text{и}}(t)$ в положительном направлении. При достижении разверткой величины положительного порога РЭ $+b$ происходит переключение сигнала на выходе $Y(t)$ в состояние $+A$ (см. табл. 3.5, рис. 2).

В начале следующего периода развертывающего преобразования развертка $Y_{\text{и}}(t)$ формируется под действием сигнала $(-A_C + A)$, вызывая снижение темпа нарастания амплитуды выходного сигнала интегратора И. В момент времени очередного изменения знака сигнала синхронизации $X_C(t)$ (см. табл. 3.5, рис. 2) развертка $Y_{\text{и}}(t)$ достигает амплитуды $(b + \Delta b_3)$, и затем под действием суммарной величины $(A_C + A)$ уменьшается. В дальнейшем процесс повторяется и носит апериодический характер.

По истечении определенного числа интервалов дискретизации n длительности импульсов $Y(t)$ положительной t'_{2n} и отрицательной t'_{2n-1} полярности оказываются равными (см. табл. 3.5, рис. 2), а период их следования $T_{0,2n}$ сравнивается с периодом T_C синхронизирующего воздействия $X_C(t)$.

Процесс синхронизации описывается системой уравнений (1), табл. 3.5.

Определим условия, при которых УС–ИФ входит в синхронизацию с сигналом $X_C(t)$. Очевидно, что для переключения РП с частотой внешнего сигнала $X_C(t)$ необходимо, чтобы первый период развертывающего преобразования завершился до окончания периода T_C сигнала синхронизации $X_C(t)$ (см. табл. 3.5, рис. 2). Действительно, если УС–ИФ переходит в состояние $+A$ в промежуток времени от $T_C/2$ до T_C , то полный цикл развертывающего преобразования для режима внешней синхронизации будет считаться завершенным и, следовательно, справедливо неравенство

$$T_C \geq T_{0,2}. \quad (3.2)$$

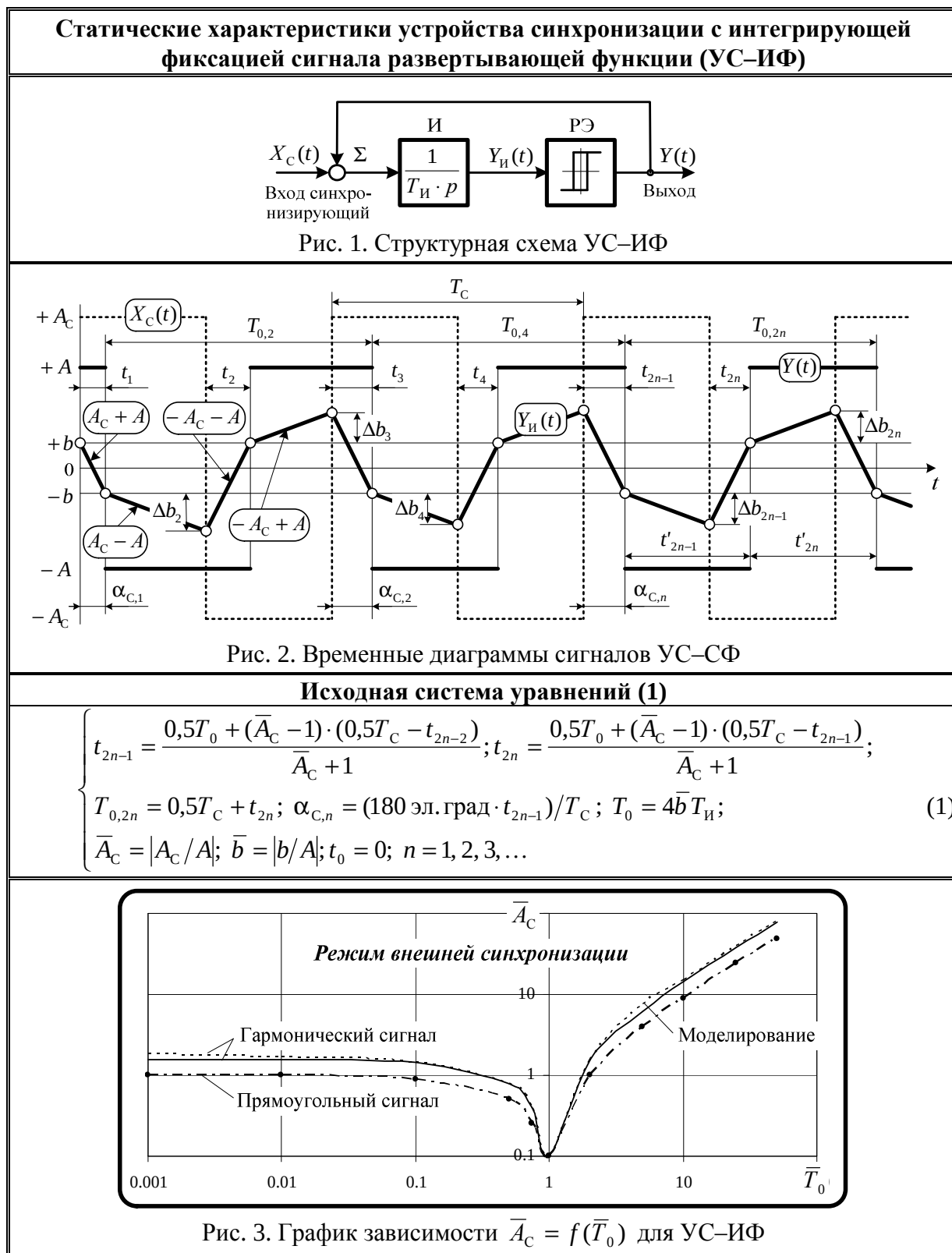
Решая неравенство (3.2) относительно T_C совместно с системой уравнений (1), табл. 3.5, получим

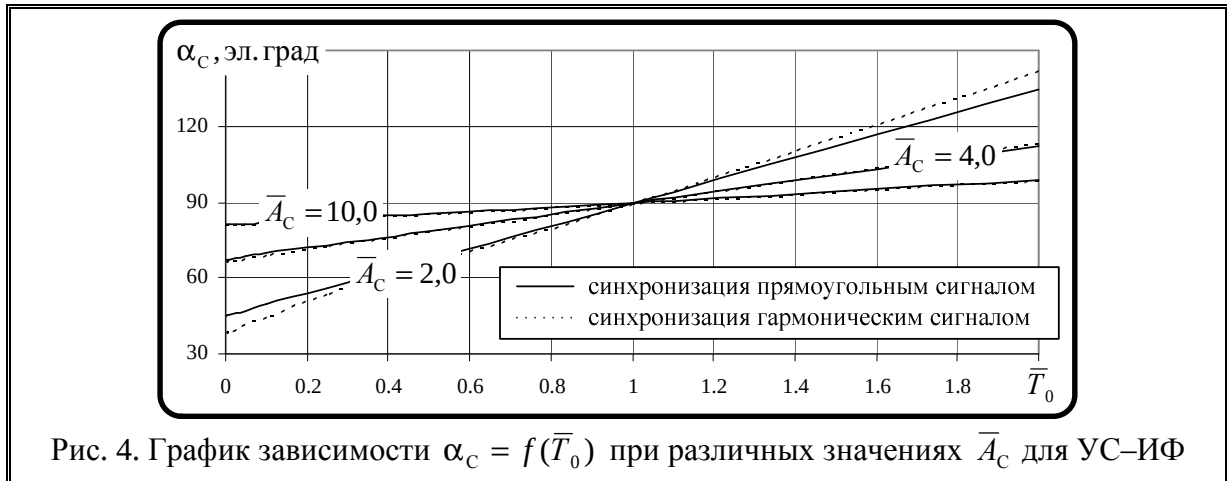
$$\bar{A}_C \geq |\bar{T}_0 - 1|. \quad (3.3)$$

Здесь $\bar{A}_C = |A_C / A|$ – нормированная амплитуда прямоугольного сигнала синхронизации (кратность синхронизации); $\bar{T}_0 = T_0 / T_C$ – нормированное

значение периода собственных автоколебаний $T_0 = 4\bar{b} T_{\text{И}}$ РП, когда $A_C = 0$; $\bar{b} = |b/A|$ – нормированное значение порогов переключения РЭ; $T_{\text{И}}$ – постоянная времени интегратора.

Таблица 3.5



Рис. 4. График зависимости $\alpha_c = f(\bar{T}_0)$ при различных значениях $\bar{A}_c$ для УС–ИФ

Введем понятия модуля вольт-секундной площади прямоугольного синхронизирующего воздействия $S_c = |A_c \cdot T_c|$ и модуля вольт-секундной площади выходных импульсов РП $S = |A \cdot T_0|$ при $A_c = 0$, тогда неравенство (3.3) примет вид

$$\frac{S_c}{S} \geq \left| \frac{\bar{T}_0 - 1}{\bar{T}_0} \right|. \quad (3.4)$$

Полученные выражения (3.3) и (3.4) являются условиями синхронизации УС–ИФ биполярными прямоугольными импульсами.

В случае синхронизации УС–ИФ гармоническим сигналом система (1), табл. 3.5 будет содержать трансцендентные уравнения, сложные для анализа и решаемые только с помощью ЭВМ. Поэтому, принимая вывод о соотношении вольт-секундных площадей S_c и S (3.4) и учитывая, что площадь гармонического сигнала равна

$$S_c = 2 \int_0^{0,5T_c} A_c \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T_c} t\right) dt = \frac{2A_c T_c}{\pi}$$

можно получить условие синхронизации УС–ИФ гармоническим сигналом

$$\bar{A}_c \geq 0,5\pi \cdot |\bar{T}_0 - 1|. \quad (3.5)$$

Решение неравенств (3.3) и (3.5) представлено в виде графика зависимости $\bar{A}_c = f(\bar{T}_0)$ (см. табл. 3.5, рис. 3), анализ которого позволяет сделать следующие выводы:

➤ При $\bar{T}_0 \ll 1,0$ глубину синхронизации УС–ИФ прямоугольными импульсами следует выбирать из условия $\bar{A}_c \geq 1,0$, а для гармонического сиг-

нала – из условия $\bar{A}_C \geq \pi/2$. В противном случае УС–ИФ переходит в режим собственных автоколебаний с частотой $f = (1 - \bar{A}_C^2)/4bT_{\text{и}}$ (рис. 3.14 а).

➤ При $\bar{T}_0 > 1,0$ уровень $\bar{A}_C$, требуемый для синхронизации УС–ИФ как прямоугольными импульсами, так и гармоническим сигналом, резко возрастает. Это объясняется тем, что для синхронизации УС–ИФ с низкой собственной частотой $(T_0)^{-1}$ высокочастотным синхронизирующим сигналом с частотой $(T_C)^{-1}$ требуется увеличивать $\bar{A}_C$ так, чтобы всегда выполнялось равенство модуля вольт-секундных площадей $(S_C = |A_C \cdot T_C|) > (S = |A \cdot T_0|)$. В противном случае частота $(T_0)^{-1}$ импульсов $Y(t)$ на выходе УС–ИФ будет меньше частоты $(T_C)^{-1}$ сигнала синхронизации $X_C(t)$ (см. рис. 3.14 б).

➤ При $\bar{T}_0 = 1,0$ уровень $\bar{A}_C$ стремится к нулю, поэтому частоту собственных автоколебаний $(T_0)^{-1}$ в УС–ИФ целесообразно выбирать вблизи значения частоты $(T_C)^{-1}$ синхронизирующего воздействия $X_C(t)$.

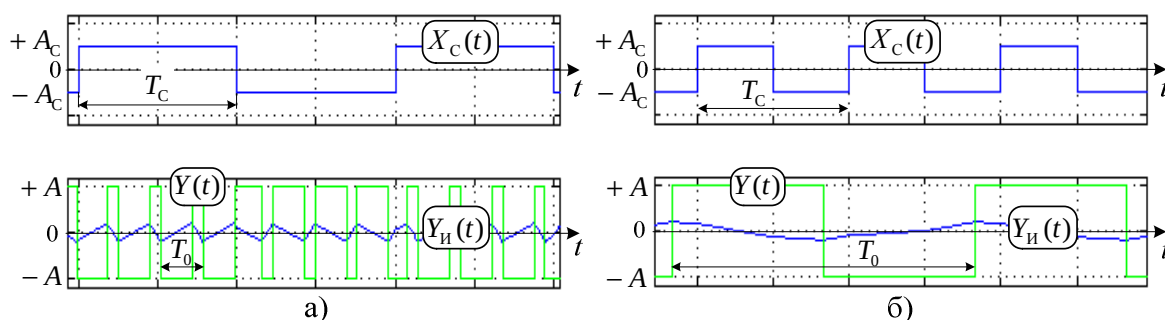


Рис. 3.14. Временные диаграммы сигналов УС–ИФ для случая нарушения условия внешней синхронизации при $\bar{T}_0 = 0,1$ (а) и $\bar{T}_0 = 2,0$ (б)

В табл. 3.5, рис. 3 представлен график зависимости $\bar{A}_C = f(\bar{T}_0)$, полученный при помощи компьютерного моделирования в программе *Mat-Lab+Simulink*, для УС–ИФ при его синхронизации гармоническим сигналом. Результаты моделирования подтвердили справедливость полученного неравенства (3.5).

Из временных диаграмм сигналов (см. табл. 3.5, рис. 2) видно, что между синхронизирующим сигналом $X_C(t)$ и выходными импульсами $Y(t)$ УС–ИФ присутствует фазовый сдвиг $\alpha_{C,n}$, который в дальнейшем будем называть углом синхронизации α_C .

На основании системы уравнений (1), табл. 3.5, получено выражение для угла синхронизации α_C в установившемся режиме работы УС–ИФ и его синхронизации прямоугольными импульсами

$$\alpha_c = 90 \text{ эл.град} \cdot \left[1 + \frac{\bar{T}_0 - 1}{\bar{A}_c} \right], \quad (3.6)$$

Графическое представление выражения (3.6) представлено в виде зависимости $\bar{A}_c = f(\bar{T}_0)$ (см. табл. 3.5, рис. 4), анализ которой позволяет сделать следующие выводы:

➤ При $\bar{T}_0 \neq 1,0$ угол синхронизации α_c сильно зависит от соотношения между собственной частотой автоколебаний $(T_0)^{-1}$ РП и частотой $(T_c)^{-1}$ синхронизирующего воздействия, а также глубины синхронизации $\bar{A}_c$.

➤ При $\bar{T}_0 = 1,0$, когда частота собственных автоколебаний $(T_0)^{-1} = 1/4bT_{\text{и}}$ РП равна частоте $(T_c)^{-1}$ сигнала синхронизации, и любых значениях $\bar{A}_c$ угол синхронизации α_c всегда остается постоянным и равным -90 эл. град. Это придает УС–ИФ свойства адаптации к неустойчивости амплитуды напряжения сети, что будет рассмотрено ниже.

Как показали результаты моделирования в среде *MatLab+Simulink*, в случае синхронизации УС–ИФ гармоническим сигналом выражение (3.6) для угла синхронизации α_c остается справедливым только при $\bar{A}_c \geq 4,0$ (см. табл. 3.5, рис. 4). При $\bar{A}_c < 4,0$ вычисление угла α_c по уравнению (3.6) допустимо с погрешностью, не превышающей $\pm 5\%$.

На основании методики, изложенной в п. 2.2.1 (см. рис. 2.5), в программе *MatLab+Simulink* были сняты логарифмические амплитудно-частотные характеристики $k = f(\bar{F})$ УС–ИФ при его синхронизации как прямоугольным, так и гармоническим сигналами (рис. 3.15) в области достоверной передачи информации при различных значениях глубины синхронизации $\bar{A}_c$. Здесь k – коэффициент передачи УС–ИФ; $\bar{F} = f_{\text{п}}/f_c$ – нормированная частота гармонического входного сигнала $X_{\text{п}}(t)$, поданного на информационный вход устройства совместно с синхронизирующим воздействием $X_c(t)$.

Анализ ЛАЧХ (см. рис. 3.15) позволяет сделать следующие основные выводы:

➤ УС–ИФ в диапазоне частот сигнала управления $(\bar{F} = f/f_0) \leq 0,5$ обладают свойствами, близкими к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка с передаточной функцией $W(p) = 1/(T_{\text{э}}p + 1)$ и эквивалентной постоянной времени

$$T_{\text{э}} \approx 0,25 \cdot \bar{A}_c \cdot T_c, \quad (3.7)$$

для синхронизации прямоугольными импульсами и

$$T_{\Sigma} \approx 0,2 \cdot \bar{A}_C \cdot T_C \text{ или } T_{\Sigma} \approx (\pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C)/16 \quad (3.8)$$

для синхронизации гармоническим сигналом.

➤ УС–ИФ является адаптивным фильтром, параметры которого перестраиваются в функции амплитуды $\bar{A}_C$ и частоты $(T_C)^{-1}$ сигнала синхронизации (напряжения сети).

➤ Представление структуры УС–ИФ (см. табл. 3.5, рис. 1) в виде апериодического фильтра первого порядка указывает на ее высокую помехоустойчивость по отношению к высшим гармоникам напряжения сети.

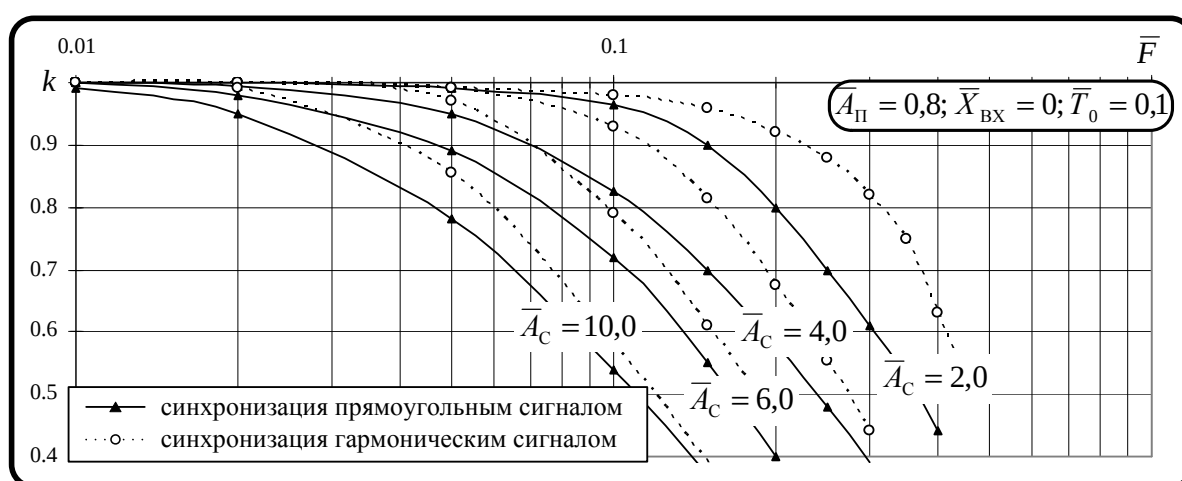


Рис. 3.15. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики УС–ИФ

Рассмотрим более подробно режим работы УС–ИФ с гармоническим сигналом $X_C(t)$, который с позиций внешней синхронизации РП является наиболее критичным к изменениям параметров напряжения сети.

При воздействии гармонического синхронизирующего сигнала (напряжения сети) $X_C(t)$ (табл. 3.6, рис. 1 а) на выходе УС–ИФ устанавливаются вынужденные колебания, при которых импульсы на выходе РЭ $Y(t)$ сдвинуты относительно сигнала синхронизации $X_C(t)$ на угол $\alpha_C = -90$ эл. град (см. табл. 3.6, рис. 1 а, б) при условии выполнения равенства

$$T_C = T_0 \text{ или } \bar{T}_0 = 1,0, \quad (3.9)$$

где T_C – период гармонического сигнала синхронизации; $T_0 = 4b\bar{T}_и$ – период собственных автоколебаний РП. Выходной сигнал интегратора $Y_и(t)$ близок по форме к гармоническому сигналу $X_C(t)$ (см. табл. 3.6, рис. 1). Переключение релейного элемента осуществляется при достижении разверткой интегратора $Y_и(t)$ порогов переключения $\pm b$ РЭ.

Статические и динамические характеристики УС–ИФ для режима внешней синхронизации гармоническим сигналом

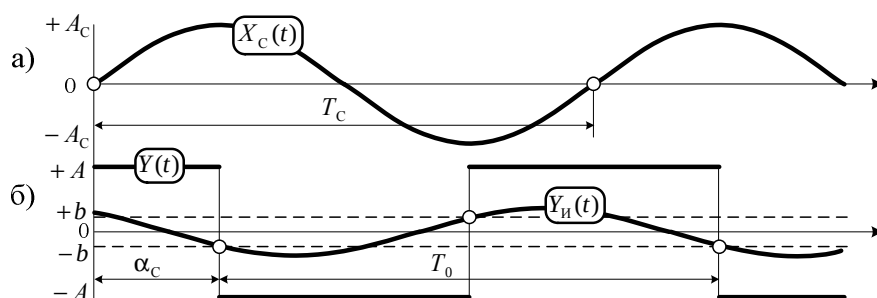


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов УС–ИФ

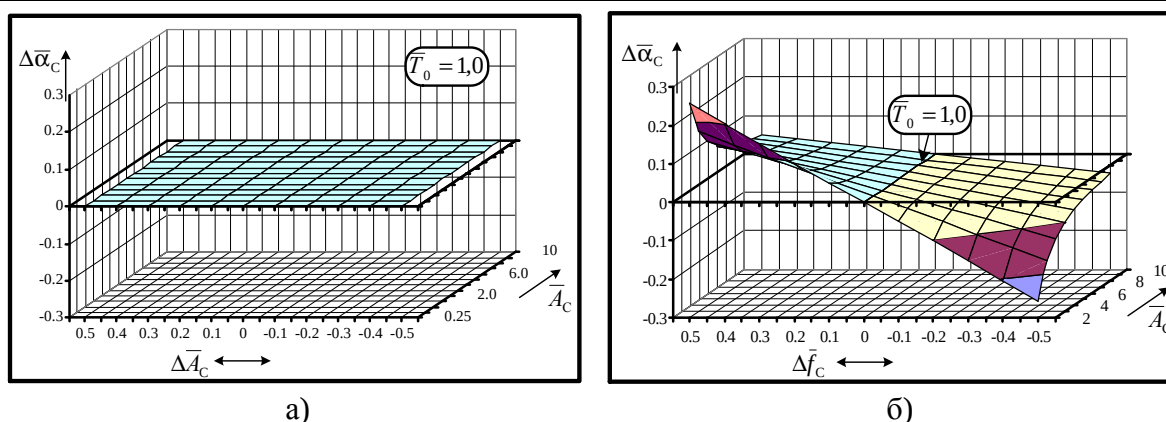


Рис. 2. Пространства статического состояния $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{A}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$ (а) и $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{f}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$ (б) для УС–ИФ

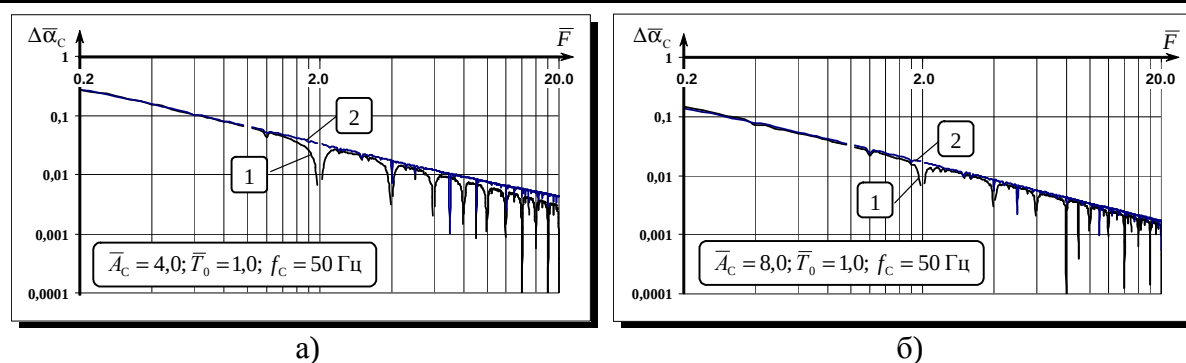


Рис. 3. ЛАЧХ $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ УС–ИФ (1) и каскада «фильтр–УС–ИФ» (2)

Как будет показано ниже, равенство (3.9) является наиболее приемлемым для построения каналов синхронизации ВП на основе РП, так как при выполнении данного условия УС–ИФ полностью адаптируется к нестабильности как амплитуды, так и частоты напряжения сети.

В табл. 3.6, рис. 2 приведены пространства статического состояния УС–ИФ $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{A}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$ и $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{f}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$, полученные пу-

тем компьютерного моделирования на основании методики исследования (см. п. 3.2). Анализ пространств позволяет сделать следующие выводы:

➤ При изменении амплитуды синхронизирующего воздействия $\Delta\bar{A}_C$, независимо от кратности сигнала синхронизации $\bar{A}_C$, ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_C$ отсутствует (см. табл. 3.6, рис. 2 а), что объясняется замкнутым характером структуры УС–ИФ. Следует отметить, что ошибка $\Delta\bar{\alpha}_C = 0$ и при низких уровнях сигнала синхронизации $\bar{A}_C \leq \pi/2$. Это является существенным преимуществом подобного рода УС по сравнению с УС–НФ (см. п. 3.3.1), широко применяемым в ВП отечественного и зарубежного производства [123, 140, 200, 201, 203, 241, 242, 250, 274].

➤ При изменениях частоты $\Delta\bar{f}_C$ и кратности сигнала синхронизации $\bar{A}_C$ пространство $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{f}_C, \bar{A}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$ приобретает существенно нелинейный характер (см. табл. 3.6, рис. 2 б). Так с ростом $\Delta\bar{f}_C$ ошибка $\Delta\bar{\alpha}_C$ возрастает, так как нарушается условие (3.9) и согласно (3.6) появляется отклонение угла синхронизации от заданного значения $\alpha_C = -90$ эл. град, что следует отнести к числу недостатков УС–ИФ. При увеличении кратности сигнала синхронизации $\bar{A}_C$ ошибка $\Delta\bar{\alpha}_C$ наоборот снижается, что объясняется ростом эквивалентной постоянной времени фильтра (3.8) в УС–ИФ.

В табл. 3.6 рис. 3 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ УС–ИФ и каскада «фильтр–УС–НФ» (см. п. 3.3.1), которые были сняты в программе *MatLab+Simulink* при идентичных начальных условиях, когда постоянные времени УС–ИФ и фильтра Φ удовлетворяли условию $T_\Phi = T_\Sigma \approx (\pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C)/16$. При этом фильтр Φ создавал начальный фазовый сдвиг α_Φ (см. табл. 3.2, рис. 2 а), а с помощью порогов переключения $\pm b$ релейного элемента между сигналом на входе $X_C(t)$ и выходе РЭ $Y(t)$ устанавливался конечный угол $\alpha_C = -90$ эл. град (см. табл. 3.2, рис. 2 а, б). Амплитуда сигнала $X_C(t)$ для УС–ИФ и каскада «фильтр–УС–НФ» устанавливалась идентичной. Оценка динамики устройств синхронизации при гармоническом возмущении $X_\Pi(t) = A_\Pi \cdot \sin(2\pi t/T_\Pi)$ осуществлялась по отклонению угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_C$ от заданного значения $\alpha_C = -90$ эл. град.

Результаты исследований (см. табл. 3.6, рис. 3) показали следующее:

➤ Качественный вид частотных характеристик УС–ИФ и каскада

«фильтр–УС–НФ» при фиксированной частоте напряжения сети носит апериодический характер, когда с ростом частоты гармонического возмущения $X_{\Pi}(t)$ ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_C$ уменьшается.

➤ «Провалы» ЛАЧХ, когда ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_C$ стремится к нулю, наблюдаются на частотах сигнала $X_{\Pi}(t)$, кратных частоте сигнала синхронизации $X_C(t)$. Сказанное иллюстрируется диаграммами сигналов на рис. 3.16 для случая прямоугольного биполярного сигнала синхронизации $X_C(t)$ и подробно рассмотрено в работе [129]. При целочисленном соотношении частот $(T_C)^{-1}$ и $(T_{\Pi})^{-1}$ синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ и гармонического возмущения $X_{\Pi}(t)$ соответственно (см. рис. 3.16 а) результирующая площадь сигнала синхронизации остается неизменной и определяется амплитудой сигнала синхронизации A_C и его периодом T_C . Поэтому ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_C$ отсутствует.

➤ «Максимумы» ЛАЧХ формируются при нецелочисленном соотношении частот сигнала синхронизации $X_C(t)$ и возмущающего воздействия $X_{\Pi}(t)$, когда на каждый полупериод сигнала синхронизации «укладывается» целый полупериод гармонической помехи (см. рис. 3.16 б). При этом амплитуда сигнала синхронизации A_C увеличивается до значения $(A_C + \Delta A_C)$, пропорционального площади ΔS полупериода помехи $X_{\Pi}(t)$. Снижение максимумов ЛАЧХ с ростом частоты сигнала $X_{\Pi}(t)$ объясняется тем, что уменьшается удельный вес площади ΔS полупериода помехи и ее влияние на изменение амплитуды A_C импульса синхронизации.

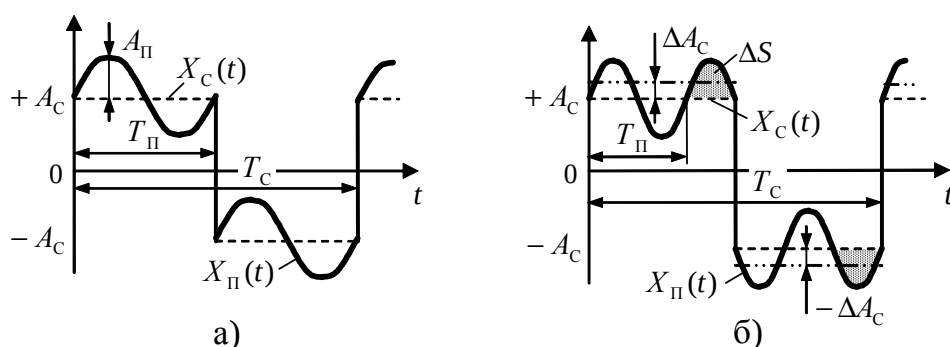


Рис. 3.16. Временные диаграммы сигналов к пояснению характера ЛАЧХ УС–ИФ

Адаптация к нестабильности частоты напряжения сети при сохранении адаптации к амплитуде достигается в схеме адаптивного УС–ИФ (табл. 3.7, рис. 1), впервые предложенной автором в работах [99, 197].

Статические и динамические характеристики адаптивного УС–ИФ для режима внешней синхронизации гармоническим сигналом

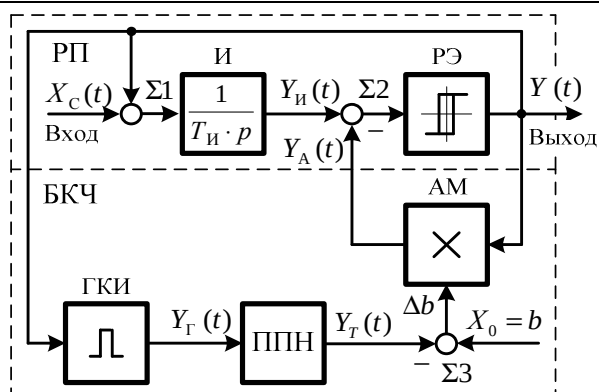


Рис. 1. Структурная схема адаптивного УС–ИФ

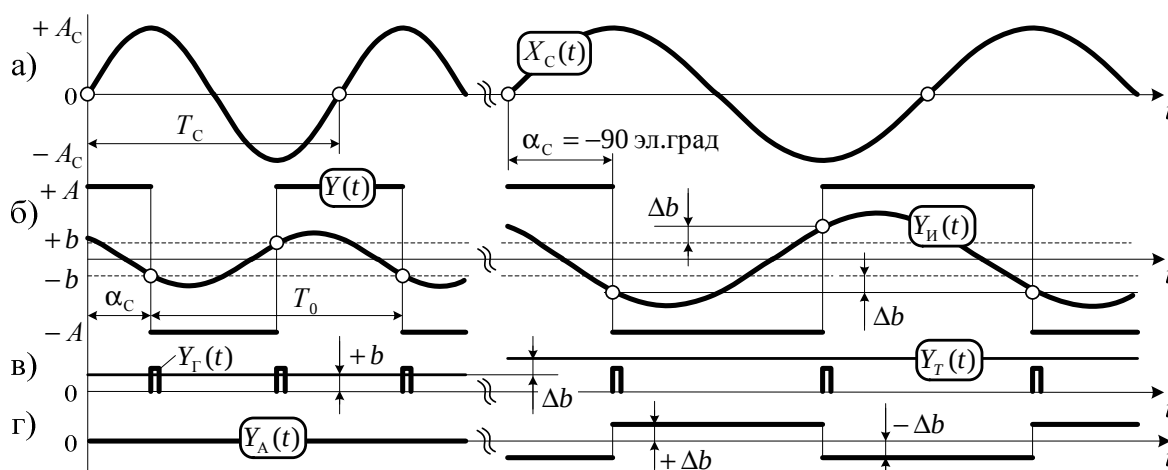


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов адаптивного УС–ИФ

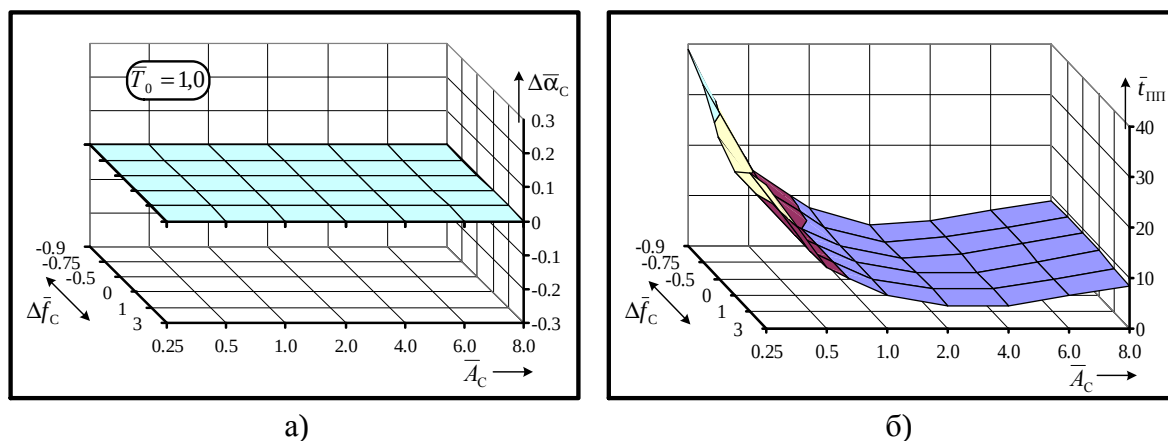


Рис. 3. Пространства статического $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\Delta\bar{f}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_{\Pi} = 0)$ (а) и динамического $\bar{t}_{\text{III}} = f(\Delta\bar{f}_c, \bar{A}_c)$ (б) состояний для адаптивного УС–ИФ

В отличие от обычного УС–ИФ (см. табл. 3.5, рис. 1) в схеме адаптивного УС–ИФ введен блок коррекции частоты БКЧ (см. табл. 3.7, рис. 1), со-

стоящий из амплитудного модулятора АМ, сумматоров $\Sigma 2$ и $\Sigma 3$, источника напряжения X_0 , преобразователя периода (интервала времени) в напряжение ППН и генератора коротких импульсов ГКИ, запускаемого по переднему и заднему фронтам импульса с выхода РП (см. табл. 3.7, рис. 2 б, в).

При номинальной частоте напряжения сети сигнал на выходе ППН $Y_T(t)$ равен по модулю порогу переключения b релейного элемента (см. табл. 3.7, рис. 2 в), поэтому $Y_A(t)$ на выходе АМ равен нулю (см. табл. 3.7, рис. 2 г).

При снижении частоты сигнала синхронизации $X_C(t)$ (см. табл. 3.7, рис. 2 а) возрастает сигнал $Y_T(t)$ на выходе ППН до уровня $(b + \Delta b)$ (см. табл. 3.7, рис. 2 в), а на выходе сумматора $\Sigma 3$ формируется отрицательное отклонение Δb . АМ формирует на выходе переменный импульсный сигнал $Y_A(t)$ с амплитудой Δb и периодом, равным периоду T_0 выходных импульсов РЭ (см. табл. 3.7, рис. 2 б, г). Знак выходных импульсов АМ определяется как результат перемножения сигналов с выхода РЭ и сумматора $\Sigma 3$. В результате этого происходит изменение порога переключения $|b|$ релейного элемента на величину $|\Delta b|$ (см. табл. 3.7, рис. 2 б) при сохранении равенства $T_C = T_0 = 4\bar{b}T_{и}$. В результате, в установившемся режиме работы угол синхронизации α_C между напряжением сети $X_C(t)$ и выходными импульсами РП сохраняется равным -90 эл. град (см. табл. 3.7, рис. 2 а, б). Поэтому ошибка угла $\Delta\bar{\alpha}_C = 0$ при отклонении частоты напряжения сети в диапазоне от $-0,9$ до $3,0$ (или в абсолютных единицах от 5 до 200 Гц при номинальной частоте напряжения сети $f_{C.ном} = 50$ Гц), а также уровнях сигнала синхронизации $0,25 \leq \bar{A}_C \leq 8,0$, что подтверждает пространство статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{f}_C, \bar{A}_C, \bar{A}_{П} = 0)$ (см. табл. 3.7, рис. 3 а).

Для выбора оптимального уровня глубины синхронизации $\bar{A}_C$ рассмотрим динамические характеристики адаптивного УС–ИФ. На рис. 3.17 представлен переходный процесс, при котором УС входит в синхронизм с гармоническим сигналом $X_C(t)$ при условии отклонения частоты напряжения сети от номинального значения на -50% ($\Delta\bar{f}_C = -0,5$) и $\bar{A}_C = 2,0$.

Из временных диаграмм (см. рис. 3.17) видно, что установившееся значение угла синхронизации $\alpha_C = -90$ эл. град достигается за время $t_{пп}$, состоящего из нескольких периодов T_C сигнала синхронизации $X_C(t)$.

Динамические характеристики адаптивного УС–ИФ представлены в виде пространства $\bar{t}_{пп} = f(\Delta\bar{f}_C, \bar{A}_C)$ (см. табл. 3.7, рис. 3 б), полученного при

помощи компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*. Здесь $\bar{t}_{\text{III}} = t_{\text{III}}/T_C$ – нормированное время переходного процесса, отнесенного к периоду T_C синхронизирующего воздействия $X_C(t)$, когда угол синхронизации α_C достигает установившегося значения -90 эл. град с точностью ± 1 %.

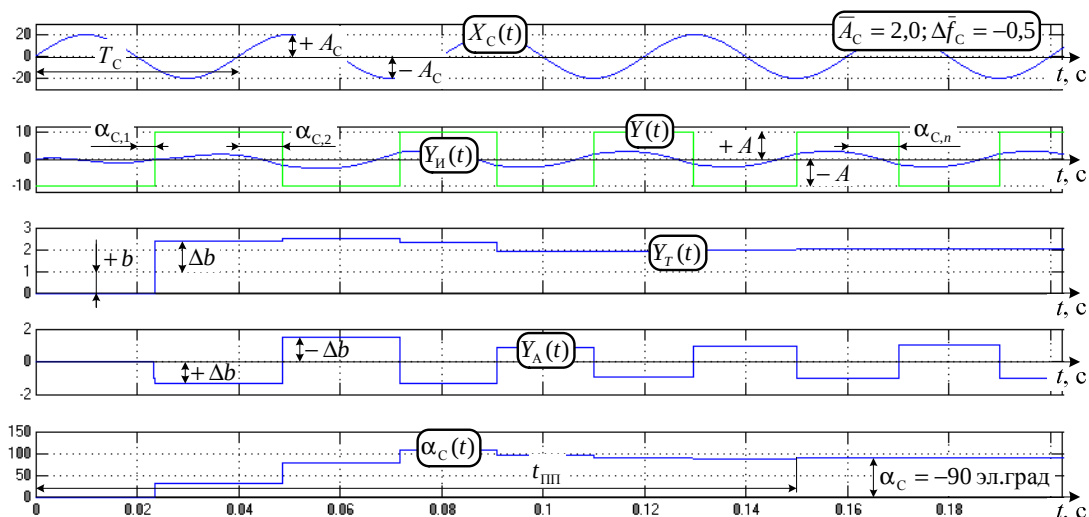


Рис. 3.17. Переходный процесс в адаптивном УС при его вхождении в синхронизм с гармоническим сигналом

Анализ пространства динамического состояния $\bar{t}_{\text{III}} = f(\Delta \bar{f}_C, \bar{A}_C)$ (см. табл. 3.7, рис. 3 б) позволяет сделать следующие выводы:

➤ Девиация частоты напряжения сети $\Delta \bar{f}_C$ практически не влияет на нормированное время переходного процесса $\bar{t}_{\text{III}}$ за исключением области, в которой $\bar{A}_C < \pi/2$ и $\Delta \bar{f}_C < 0$. В этой зоне наблюдается сильно колебательный переходный процесс, вызванный рассогласованием между периодом T_C синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ и периодом собственных автоколебаний $T_0 = 4\bar{b}T_{\text{и}}$ РП.

➤ Нормированное время переходного процесса $\bar{t}_{\text{III}}$ в системе сильно зависит от амплитуды $\bar{A}_C$ сигнала синхронизации. Так при $\bar{A}_C > 4,0$ время $\bar{t}_{\text{III}}$ увеличивается, что объясняется ростом эквивалентной постоянной времени фильтра $T_3 \approx (\pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C)/16$ в УС–ИФ. При $\bar{A}_C < \pi/2$ время переходного процесса также возрастает и может достигать значения $\approx 40 \cdot T_C$ при $\bar{A}_C = 0,25$ и $\Delta \bar{f}_C = -0,9$, так как системе требуется больше времени, чтобы войти в синхронизм с внешним периодическим воздействием $X_C(t)$, модуль вольт-секундной площади $S_C = |A_C \cdot T_C|$ которого меньше модуля вольт-секундной площади РП $S = |A \cdot T_0|$ при условии, что $T_0 \approx T_C$.

➤ Оптимальным уровнем амплитуды синхронизации $\bar{A}_C$ в УС–ИФ следует считать диапазон $\pi/2 \leq \bar{A}_C \leq 4,0$, когда в системе достигается высокое быстродействие, не превышающее пяти периодов T_C напряжения сети. С учетом провалов напряжения в сетях ограниченной мощности глубину синхронизации рекомендуется выбирать в пределе $3,0 \leq \bar{A}_C \leq 4,0$, когда разрешается компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью.

Наличие начального фазового сдвига $\alpha_C = -90$ эл. град между сигналами $X_C(t)$ и $Y(t)$ (см. табл. 3.7, рис. 2 а, б), в частности, для трехфазных ВП требует нетрадиционного построения контура синхронизации СИФУ, одним из вариантов которого для трехфазных выпрямителей является впервые предложенная автором в работах [97, 129, 204], структура перекрестной синхронизации каналов СИФУ (рис. 3.18 а).

Здесь синхроимпульс УС фазы A опережает «свою» фазу на 90 эл. град, (см. рис. 3.18 б). Однако передний фронт данного импульса совпадает с точкой естественной коммутации фазы C . Длительность сформированного импульса синхронизации составляет 180 эл. град. В результате синхронизацию фазы C можно произвести синхроимпульсами канала УС–А. Аналогичным образом происходит синхронизация в других каналах управления ВП (см. рис. 3.18 а).

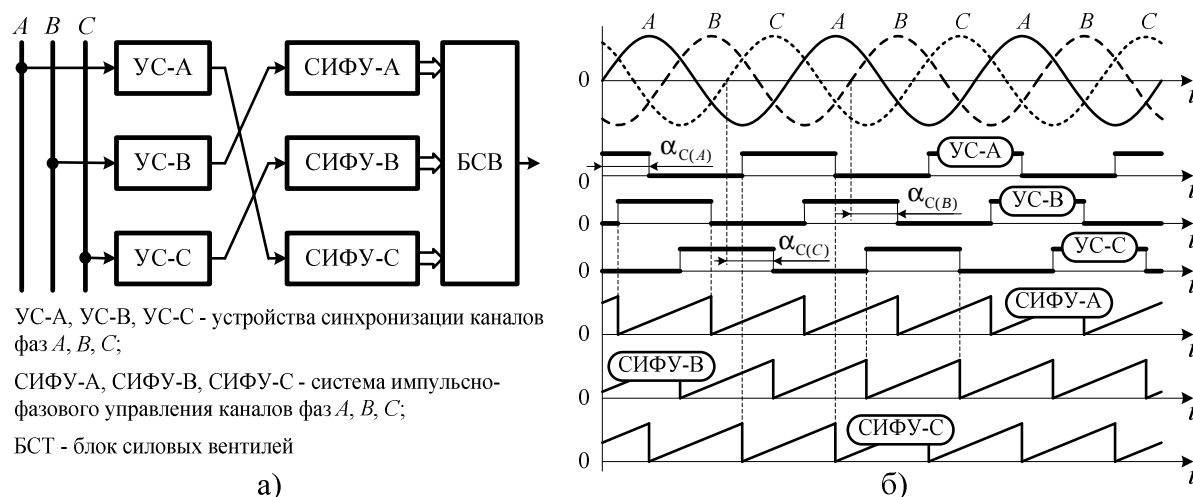


Рис. 3.18. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б) «перекрестной» системы синхронизации вентильного преобразователя

Данный способ синхронизации позволяет отказаться от применения дополнительных фильтров для сдвига сигнала синхронизации на 90 эл. град и

в целом не только упрощает техническую реализацию системы синхронизации ВП, но и повышает ее динамические характеристики.

3.4.2. Комбинированное устройство синхронизации

Комбинированное УС–ИФ, впервые предложенное автором в работе [96, 198], также как и адаптивное УС–ИФ (см. табл. 3.7) полностью адаптируется к нестабильности амплитуды и частоты напряжения сети, но в отличие от последнего обладает улучшенными динамическими характеристиками при отклонении частоты синхронизирующего воздействия особенно в области малых значений глубины синхронизации, меньших уровня 2,0.

В комбинированном УС–ИФ (см. табл. 3.8, рис. 1) в отличие от адаптивного УС–ИФ (см. табл. 3.7, рис. 1) блок коррекции частоты БКЧ подключается не к выходу РП, а непосредственно к синхронизирующему входу $X_c(t)$. Это требует введения в БКЧ дополнительного компаратора К, переключающегося в моменты времени равенства гармонического сигнала $X_c(t)$ с нулевым уровнем (см. табл. 3.8, рис. 2 а, в). ГКИ запускается по переднему и заднему фронтам импульсов $Y_k(t)$ с выхода К и формирует короткие импульсы $Y_r(t)$ (см. табл. 3.8, рис. 2 в, г), следующие друг за другом через интервал времени $T_c/2$ и используемые для измерения периода T_c напряжения сети в ППН. Для повышения помехоустойчивости устройства синхронизации к внешним помехам со стороны синхронизирующего канала на входе БКЧ рекомендуется устанавливать апериодический фильтр Ф (см. табл. 3.8, рис. 1), например, первого порядка с передаточной функцией $W(p) = 1/(T_\phi p + 1)$, где T_ϕ – постоянная времени фильтра.

Комбинированное УС–ИФ (см. табл. 3.8, рис. 1), также как и адаптивное УС–ИФ (см. табл. 3.7, рис. 1), полностью адаптируется к отклонению амплитуды напряжения сети (см. табл. 3.6, рис. 2 а), что объясняется замкнутым характером структуры, в основе которой лежит РП, а также к частоте сети, что достигается за счет БКЧ и подтверждается пространством статического состояния $\Delta \bar{\alpha}_c = f(\Delta \bar{f}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_{\Pi} = 0)$ (см. табл. 3.8, рис. 3 а).

Пространство динамического состояния $\bar{t}_{\Pi\Pi} = f(\Delta \bar{f}_c, \bar{A}_c)$ для комбинированного УС–ИФ (см. табл. 3.8, рис. 3 б) имеет такой же вид, как и для адаптивного УС–ИФ (см. табл. 3.7, рис. 3 б), и отличается только количественно.

**Статические и динамические характеристики комбинированного УС–ИФ
для режима внешней синхронизации гармоническим сигналом**

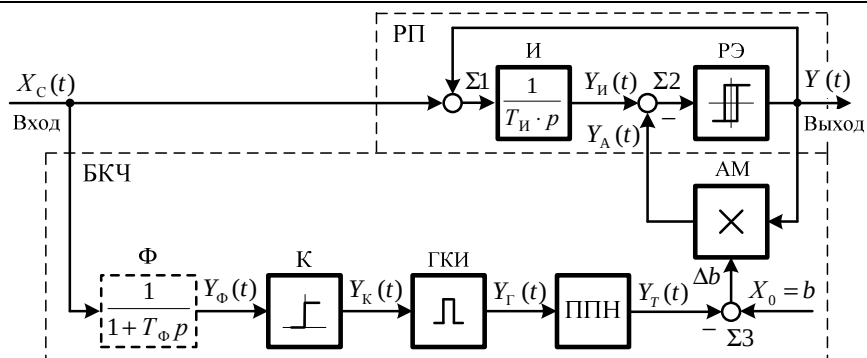


Рис. 1. Структурная схема комбинированного УС–ИФ

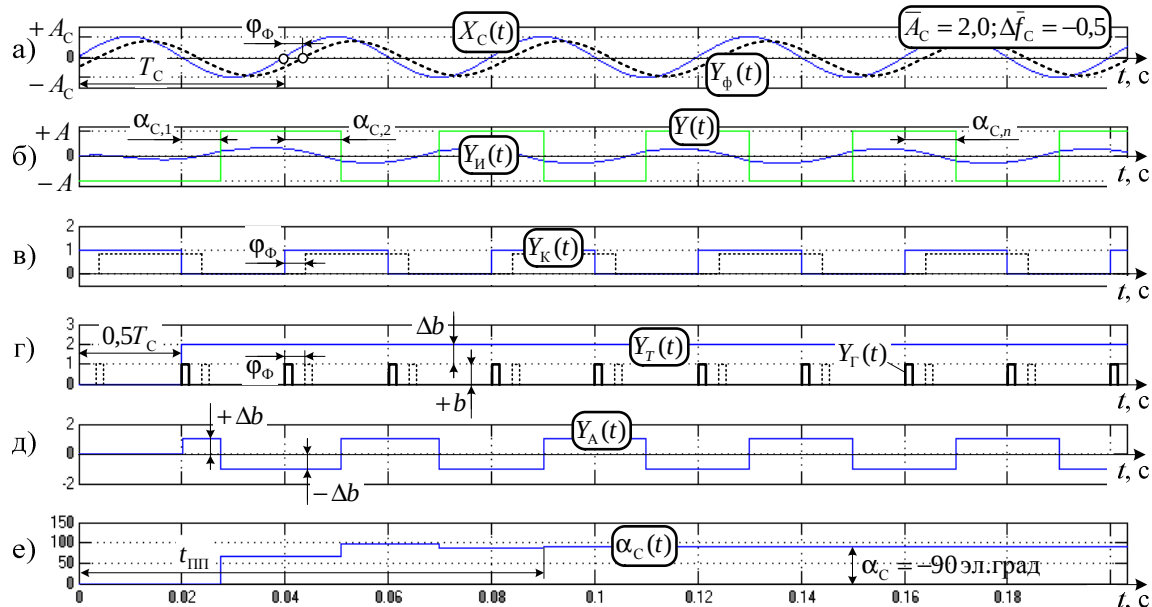


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов комбинированного УС–ИФ

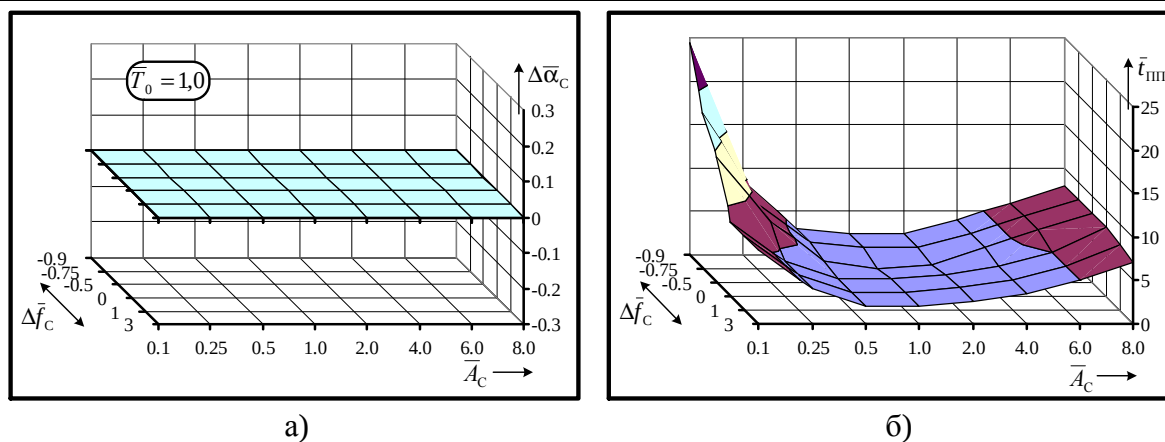


Рис. 3. Пространства статического $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{f}_C, \bar{A}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$ (а) и динамического $\bar{t}_{\text{ПФ}} = f(\Delta\bar{f}_C, \bar{A}_C)$ (б) состояний для комбинированного УС–ИФ при отсутствии апериодического фильтра Φ в БКЧ

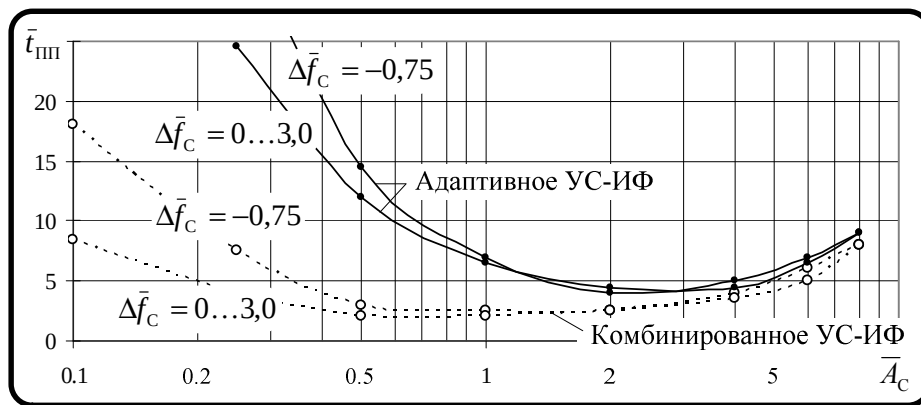


Рис. 4. График зависимости $\bar{t}_{III} = f(\bar{A}_C)$ для комбинированного и адаптивного УС-ИФ при различных значениях отклонения частоты напряжения сети $\Delta \bar{f}_C$

Для сравнения в табл. 3.8, рис. 4 приведен график зависимости $\bar{t}_{III} = f(\bar{A}_C)$ для комбинированного и адаптивного УС-ИФ при различных значениях отклонения частоты напряжения сети $\Delta \bar{f}_C$, анализ которого позволяет сделать следующие выводы:

➤ Быстродействие комбинированного УС-ИФ примерно в 2–5 раз выше, чем в адаптивном УС-ИФ особенно в области малых значений глубины синхронизации $\bar{A}_C \leq 2,0$. Это объясняется тем, что в комбинированном УС-ИФ установившееся значение периода T_C сигнала синхронизации $X_C(t)$ на выходе ППН $Y_T(t)$ возникает с задержкой времени на $T_C/2$ (см. табл. 3.8, рис. 2 а, г), а в адаптивном УС-ИФ этот же сигнал $Y_T(t)$ достигает того же значения за несколько периодов T_C напряжения сети (см. рис. 3.17), т.к. измерение периода T_C сигнала синхронизации $X_C(t)$ осуществляется при помощи выходных импульсов $Y(t)$, формируемых замкнутым интегрирующим РП.

➤ Оптимальным уровнем амплитуды синхронизации $\bar{A}_C$ в комбинированном УС-ИФ следует считать диапазон $0,5 \leq \bar{A}_C \leq 3,0$, когда в системе достигается высокое быстродействие, не превышающее трех периодов T_C напряжения сети. С учетом провалов напряжения в автономных сетях глубину синхронизации рекомендуется выбирать $\pi/2 \leq \bar{A}_C \leq 3,0$, когда разрешается компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью.

Ведение аperiodического фильтра Φ в комбинированном УС-ИФ (см. табл. 3.8, рис. 1) повышает помехоустойчивость БКЧ к внешним помехам и неизбежно приводит к фазовому сдвигу сигнала синхронизации $X_C(t)$ и, как

следствие, импульсов $Y_K(t)$ и $Y_I(t)$ на выходе компаратора К и ГКИ соответственно на угол φ_Φ (см. табл. 3.8, рис. 2 а, в–г), который при номинальной частоте синхронизирующего напряжения рекомендуется выбирать в диапазоне 20–40 эл. град. При таком выборе постоянной времени фильтра T_Φ быстроедействие комбинированного УС–ИФ ухудшается незначительно.

Таким образом, основной областью применения комбинированного УС–ИФ следует считать системы управления ВП, получающие питание от автономных энергосистем ограниченной мощности, где сеть имеет нестабильные параметры с резко выраженными динамическими отклонениями.

3.4.3. Каскадные интегрирующие устройства синхронизации

Каскадные интегрирующие УС, впервые предложенные автором в работах [117, 114, 128, 177, 184], имеют повышенные метрологические характеристики и, как показано в п. 3.5, широкие функциональные возможности в плане построения с их участием систем диагностирования ВП и схем аварийной защиты от неверного функционирования каналов синхронизации.

Простейший вариант каскадного УС–ИФ (табл. 3.9, рис. 1) содержит два последовательно включенных РП1 и РП2, причем первый каскад синхронизирован гармоническим сигналом $X_C(t)$, а второй РП2 – выходными импульсами $Y_1(t)$ РП1. При условии выполнения равенства частоты $(T_C)^{-1}$ гармонического сигнала $X_C(t)$ и частот автоколебаний РП1 и РП2 $(T_0)^{-1} = 1/(4\bar{b} T_{II})$ углы α_{C1} и α_{C2} между $X_C(t)$ и $Y_1(t)$, а также выходными сигналами $Y_2(t)$ и $Y_1(t)$ составляют –90 эл. град (см. табл. 3.9, рис. 2 а–г), а общий фазовый сдвиг между напряжением сети $X_C(t)$ и выходными импульсами $Y_2(t)$ каскадного УС равен $\alpha_C = -180$ эл. град (см. табл. 3.9, рис. 2 а, г). Инверторы Ин.1, Ин.2 (см. табл. 3.9, рис. 1) служат для преобразования биполярных выходных импульсов $Y_1(t)$ и $Y_2(t)$ на выходе РЭ1 и РЭ2 (см. табл. 3.9, рис. 2 б, г), в однополярные сигналы $Y_{ВЫХ.1}(t)$ и $Y_{ВЫХ.2}(t)$ (см. табл. 3.9, рис. 2 в, д) для последующего согласования УС со схемами цифровой обработки данных.

Звенья $K_{ВХ1}$, $K_{ОС1}$ и $K_{ВХ2}$, $K_{ОС2}$ на входе и в цепи обратной связи развертывающих преобразователей (см. табл. 3.9, рис. 1) определяют величину коэффициентов пропорционального усиления $k_{П1} = k_{ОС1}/k_{ВХ1}$ и $k_{П2} = k_{ОС2}/k_{ВХ2}$

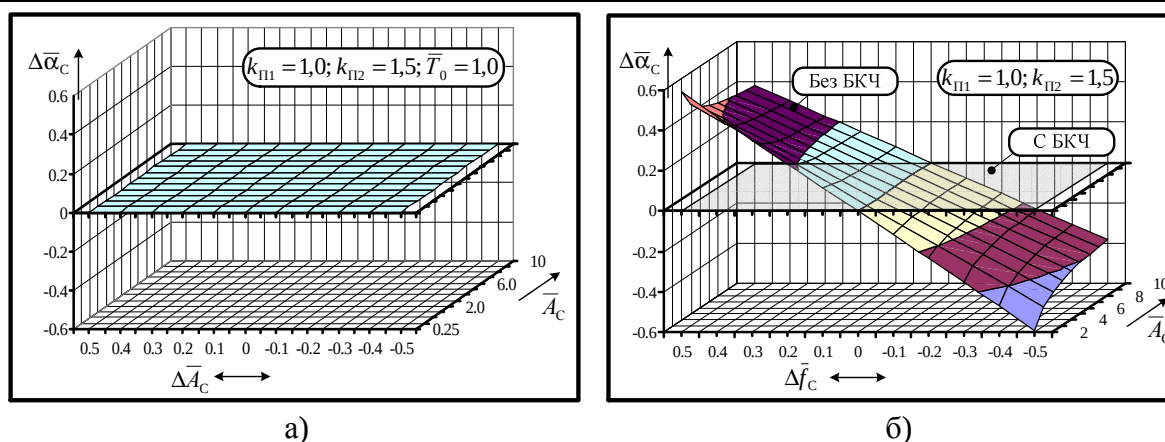
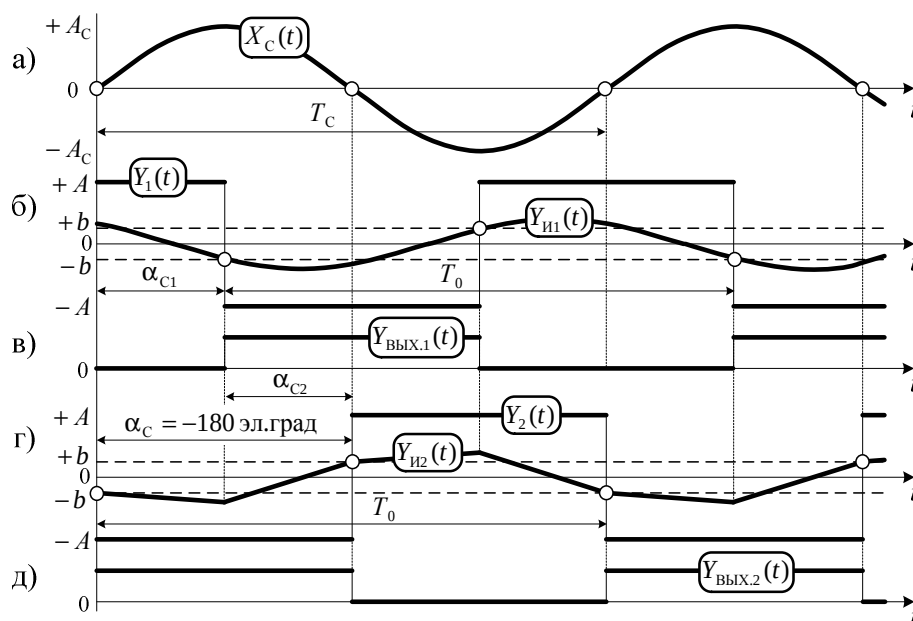
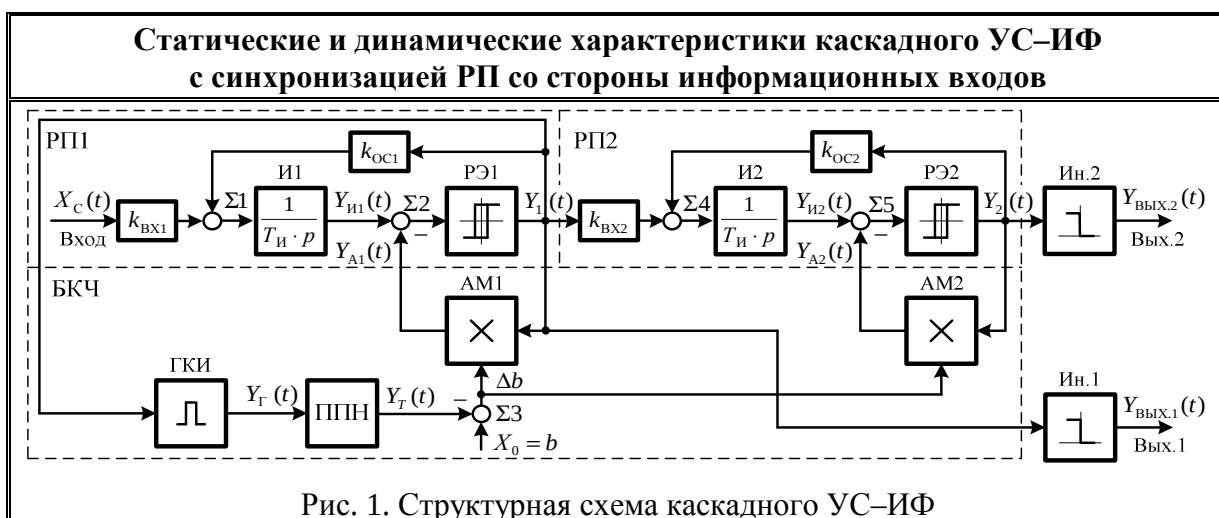
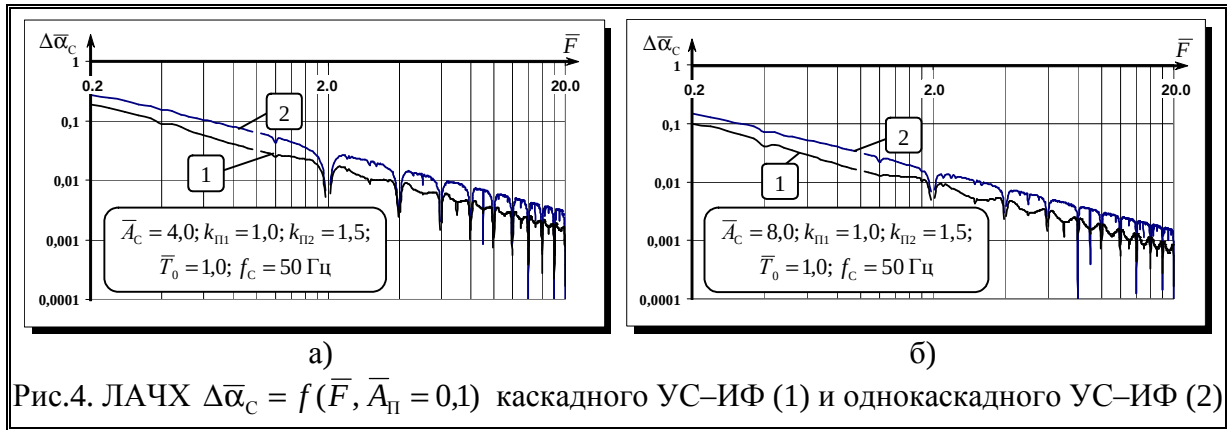


Рис. 3. Пространства статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{A}_C, \bar{A}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$ (а) и $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\Delta\bar{f}_C, \bar{A}_C, \bar{A}_\Pi = 0)$ (б) для каскадного УС–ИФ



РП1, РП2 соответственно и, следовательно, глубину синхронизации развертывающих преобразователей.

С точки зрения динамических характеристик каскадное УС–ИФ в ОДП представляет собой апериодическое звено второго порядка с передаточной функцией вида $W(p) = 1/(1 + T_{\varepsilon 1}p) \cdot (1 + T_{\varepsilon 2}p)$, где $T_{\varepsilon 1} \approx (\pi \cdot \bar{A}_c \cdot k_{\pi 1} \cdot T_c)/16$, $T_{\varepsilon 2} \approx 0,25 \cdot k_{\pi 2} \cdot T_c$ – эквивалентные постоянные времени первого и второго развертывающих преобразователей соответственно. При этом глубину синхронизации РП1 рекомендуется выбирать в диапазоне $3,0 \leq \bar{A}_c \cdot k_{\pi 1} \leq 4,0$, а у РП2 – на уровне $k_{\pi 2} = 1,2 \dots 1,5$ когда достигается компромисс между статической точностью и быстродействием УС, а амплитуды $\pm A$ выходных импульсов РЭ1 и РЭ2 равны между собой.

При этом, как и для обычного УС–ИФ (см. табл. 3.5, рис. 1) каскадное УС имеет нулевое значение статической ошибки угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_c$ при колебаниях напряжения сети $\Delta\bar{A}_c$ (см. табл. 3.9, рис. 3 а). Это свойство характерно для всех УС на базе замкнутых РП, поэтому в дальнейшем пространства вида $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\Delta\bar{A}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_\pi = 0)$ более не комментируются.

При колебаниях частоты напряжения сети $\Delta\bar{f}_c$ ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_c$ для каскадного УС–ИФ без БКЧ (см. табл. 3.9, рис. 3 б) в среднем в два раза выше, чем для однокаскадного УС–ИФ (см. табл. 3.6, рис. 2 б). Это объясняется тем, что в каскадном УС–ИФ результирующая ошибка $\Delta\bar{\alpha}_c$ складывается из двух составляющих $\Delta\bar{\alpha}_{c1}$ и $\Delta\bar{\alpha}_{c2}$, вносимых соответственно РП1 и РП2. Ошибка $\Delta\bar{\alpha}_{c1}$, также как и для однокаскадного УС–ИФ (см. табл. 3.5, рис. 1), зависит как от девиации частоты сети $\Delta\bar{f}_c$, так и глубины синхронизации $\bar{A}_c$ (см. табл. 3.6, рис. 2 б), а ошибка $\Delta\bar{\alpha}_{c2}$ – только от

$\Delta \bar{f}_C$, так как синхронизация РП2 в каскадном УС–ИФ производится прямоугольным сигналом с постоянной амплитудой $\pm A$, которая не зависит от колебаний напряжения сети $\Delta \bar{A}_C$. Поэтому данный тип каскадного УС может быть рекомендован к применению в системах, где нестабильность частоты сети имеет незначительный уровень порядка долей процента.

Решение проблемы адаптации обоих каскадов УС–ИФ к частоте напряжения сети легко достигается за счет введения в схему блока коррекции частоты БКЧ, состоящего из тех же звеньев, что и БКЧ в адаптивном УС–ИФ (см. табл. 3.7, рис. 1).

За счет БКЧ в РП1 и РП2 при отклонениях $\Delta \bar{f}_C$ в установившемся режиме работы поддерживается равенство $T_C = T_0$ при условии одинакового выбора порогов переключения $\pm b$ у РЭ1 и РЭ2 и постоянной времени $T_{\text{и}}$ у интеграторов И1 и И2 (см. табл. 3.9, рис. 1). В результате ошибка угла синхронизации $\Delta \bar{\alpha}_C = 0$, что подтверждает пространство статического состояния $\Delta \bar{\alpha}_C = f(\Delta \bar{f}_C, \bar{A}_C, \bar{A}_{\text{п}} = 0)$ (см. табл. 3.9, рис. 3 б).

Частотные характеристики $\Delta \bar{\alpha}_C = f(\bar{F}, \bar{A}_{\text{п}} = 0, 1)$ каскадного УС–ИФ имеют вид, аналогичный ЛАЧХ однокаскадного УС–ИФ (см. табл. 3.9, рис. 4). При этом ошибка $\Delta \bar{\alpha}_C$ для каскадного УС–ИФ меньше примерно в два раза, так как по отношению к гармоническому воздействию $X_{\text{п}}(t)$ оно представляет собой апериодический фильтр второго порядка, а однокаскадное УС–ИФ – только первого. Для каскадного УС–ИФ, характерный для второго порядка наклон ЛАЧХ, не наблюдается. Это объясняется тем, что в ОЗД преобладающее влияние на ошибку канала синхронизации оказывают режимы замедленной дискретизации сигнала помехи $X_{\text{п}}(t)$, на фоне которых второй порядок частотной характеристики визуально скрадывается. Кроме того, данное обстоятельство лишний раз подтверждает, что в ОЗД представление импульсных систем «эквивалентными» линейными звеньями является некорректным.

Интегрирующий РП может быть синхронизирован не только по информационному входу, но и со стороны релейного элемента (см. п. 2.1, табл. 2.2). Особенность подобной синхронизации заключается в том, что по отношению к сигналу синхронизации интегратор И оказывается в цепи обратной связи РЭ, а РП в целом для возмущений, частотный спектр которых

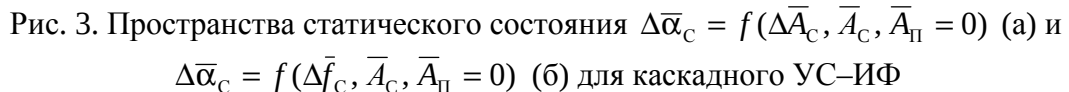
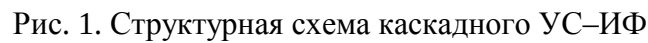
находится в ОДП, приобретает свойства дифференцирующего звена первого порядка [265].

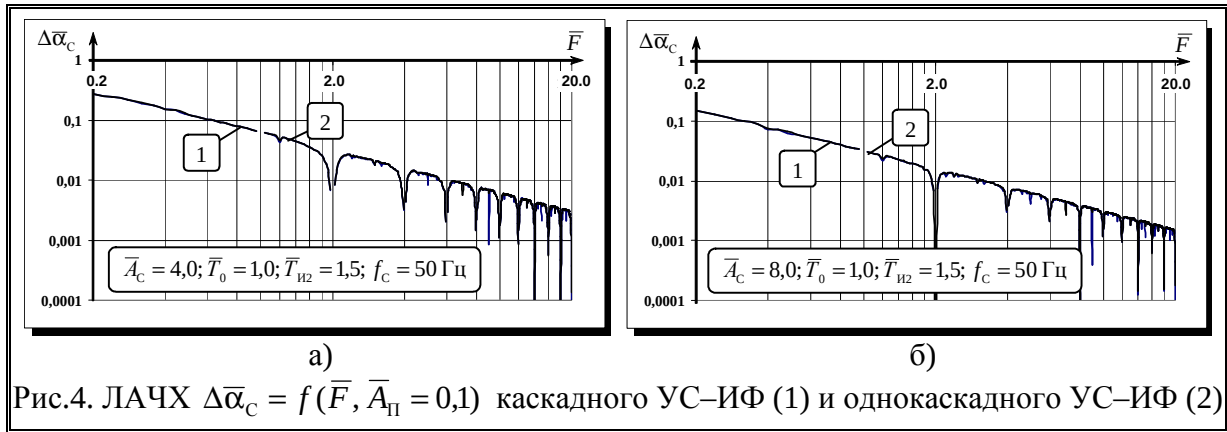
Данный метод построения каскадного УС, впервые предложенный автором в работах [117, 127, 128, 184], иллюстрируется структурой в табл. 3.10, рис. 1. Здесь РП1 синхронизируется с напряжением сети $X_C(t)$ по информационному входу. Выходные импульсы РП1 сдвинуты относительно $X_C(t)$ на угол $\alpha_{C1} = -90$ эл.град (см. табл. 3.10, рис. 2 а, б) при условии выполнения равенства $T_C = T_0$. Для адаптации РП1 к нестабильности частоты напряжения сети в схему УС введен блок коррекции частоты БКЧ (см. табл. 3.10, рис. 1).

Второй каскад РП2 (см. табл. 3.10, рис. 1) по составу функциональных блоков практически идентичен РП1. Отличие заключается в том, что синхронизация РП2 производится по входу бесгистерезисного релейного элемента РЭ2 пилообразным сигналом $Y_{ГПН}(t)$ с линейно нарастающим и дискретным фронтами (см. табл. 3.10, рис. 2 г), формируемым генератором пилообразного напряжения ГПН (см. табл. 3.10, рис. 1). ГПН синхронизирован с выходом РП1 через генератор коротких импульсов ГКИ, запускаемый по переднему и заднему фронту выходных импульсов РЭ1 (см. табл. 3.10, рис. 2 б, в). Сигнал $Y_2(t)$ на выходе РЭ2 (см. табл. 3.10, рис. 2 д) формируется как результат взаимодействия ведомой $Y_{и2}(t)$ с выхода интегратора И2 и ведущей $Y_{ГПН}(t)$ с выхода ГПН разверток (см. табл. 3.10, рис. 2 г), что обеспечивает удвоение частоты выходных импульсов $Y_2(t)$ РЭ2 по отношению к частоте $(T_C)^{-1}$ напряжения сети $X_C(t)$ (см. табл. 3.10, рис. 2 а, д), а также сдвиг выходных импульсов $Y_2(t)$ относительно $Y_1(t)$ на угол $\alpha_{C2} = -90$ град.

При этом РП2 синхронизируется внешним пилообразным сигналом при выполнении условия $\bar{T}_{и2} > 1,0$, где $\bar{T}_{и2} = |(T_{и2} \cdot X_0) / (T_{ГПН} \cdot A)|$ $\bar{T}_{и2} = (T_{и2} A_{ГПН}) / (0,5 T_C A)$ – относительная постоянная времени интегрирования интегратора И2; $A_{ГПН}$, $T_{ГПН} = (X_0 \cdot 0,5 T_C) / A_{ГПН}$ – амплитуда и постоянная времени интегрирования ГПН соответственно; T_C – период гармонического сигнала синхронизации; $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РП2; X_0 – источник опорного напряжения ГПН.

Элемент Л типа «Исключающее ИЛИ» имеет характеристику вида (табл. 3.11), что приводит к формированию на выходе УС импульсов $Y_{вых}(t)$ логической «1» длительностью 180 эл. град, совпадающих с моментами





времени изменения знака синхронизирующего напряжения $X_c(t)$ (см. табл. 3.10, рис. 2 е).

Пространство $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\Delta\bar{f}_c, \bar{A}_c, \bar{A}_\Pi = 0)$ каскадного УС–ИФ с комбинированной синхронизацией РП без БКЧ (см. табл. 3.10, рис. 3 б) показывает его более высокий уровень метрологических характеристик по сравнению с ранее рассмотренными каскадными УС (см. табл. 3.9, рис. 3 б). Объясняется это тем, что результирующая ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_c$ содержит две составляющие $\Delta\bar{\alpha}_{c1}$ и $\Delta\bar{\alpha}_{c2}$, вносимых как РП1, так и РП2. Причем $\Delta\bar{\alpha}_{c2} = 0$, так как изменяющаяся по частоте ведущая пилообразная развертка $Y_{\text{ГПН}}(t)$ вводится во внутренний контур РП2, интегратор которого стремится поддерживать нулевым среднее значение выходных импульсов $Y_2(t)$ РЭ2. Ошибка $\Delta\bar{\alpha}_{c1}$, вносимая РП1, по характеру и численным значениям полностью совпадает с ошибкой $\Delta\bar{\alpha}_c$ для однокаскадного УС–ИФ с синхронизацией по информационному входу (см. табл. 3.6, рис. 2 б).

В случае установки БКЧ в РП1 (см. табл. 3.10, рис. 1) ошибка угла синхронизации $\Delta\bar{\alpha}_c$ становится равной нулю (см. табл. 3.10, рис. 3 б).

ЛАЧХ $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ каскадного УС–ИФ совпадает с частотными характеристиками однокаскадного УС–ИФ (см. табл. 3.10, рис. 4). Объясняется это тем, что непосредственно с сетью связан только РП1, а РП2, синхронизированный сигналом $Y_{\text{ГПН}}(t)$, не подвергается непосредственному воздействию помехи $X_\Pi(t) = A_\Pi \sin(2\pi t/T_\Pi)$.

Таблица 3.11

Выход РЭ1	Выход РЭ2	Выход Л
A	A	0
$-A$	$-A$	0
A	$-A$	1
$-A$	A	1

Таким образом, статические и динамические характеристики каскадных УС–ИФ практически идентичны (см. табл. 3.9–3.10). С точки зрения технической реализации схема каскадного УС–ИФ с синхронизацией РП со стороны информационных входов (см. табл. 3.9, рис. 1) является более предпочтительной, так как в ней отсутствует генератор пилообразного напряжения ГПН, а синхронизация РП2 осуществляется непосредственно выходными импульсами РП1.

Каскадные УС целесообразно использовать в однофазных ВП, где метод перекрестной синхронизации (см. рис. 3.18) неприменим. В многофазных ВП использование каскадных УС целесообразно только с применением интервало-кодовых методов обработки данных, которые будут рассмотрены в п. 3.5.

3.4.4. Сравнительный анализ технических характеристик и областей применения интегрирующих устройств синхронизации

Проведенный анализ статических и динамических характеристик УС–ИФ различного типа позволяет сделать следующие выводы (табл. 3.12):

- Все интегрирующие УС, без исключения, обладают низким уровнем ошибок замедленной дискретизации, что позволяет использовать их в сетях с повышенным уровнем высокочастотных помех. Также для них характерен нулевой уровень статической ошибки преобразования при колебаниях амплитуды напряжения сети ввиду замкнутого характера своей структуры, а также нулевой уровень ошибки при колебаниях частоты сети в случае установки блока коррекции частоты БКЧ.

- Для всех интегрирующих УС частоту собственных автоколебаний $(T_0)^{-1}$ следует выбирать равной номинальной частоте $(T_C)^{-1}$ напряжения сети, что исключает «выпадение» устройства из режима внешней синхронизации при значительных провалах напряжения сети.

- Интегрирующее УС с синхронизацией со стороны информационного входа (см. табл. 3.5) характеризуется минимумом аппаратных затрат при его технической реализации и предназначено для трехфазных ВП с перекрестной синхронизацией каналов СИФУ при работе с промышленной сетью со стабильной частотой и колебаниями амплитуды напряжения сети, достигающих значений $\pm 50\%$ и выше.

Таблица 3.12

Сравнительный анализ технических характеристик интегрирующих УС

Тип устройства синхронизации	Ошибка $\Delta\alpha_c$, эл. град при $\Delta\bar{A}_c = \pm 20\%$	Ошибка $\Delta\alpha_c$, эл. град при $\Delta f_c = \pm 15$ Гц		Оптималь- ный выбор параметров
		Без БКЧ	С БКЧ	
1. Интегрирующее УС с синхронизацией со стороны информационного входа (см. табл. 3.5)	0	$\pm 6,8$ при $\bar{A}_c = 4,0$ $\pm 3,4$ при $\bar{A}_c = 8,0$	–	$3,0 \leq \bar{A}_c \leq 4,0$; $\bar{T}_0 = 1,0$
2. Адаптивное УС–ИФ (см. табл. 3.7)	0	–	0	$3,0 \leq \bar{A}_c \leq 4,0$; $\bar{T}_0 = 1,0$;
3. Комбинированное УС–ИФ (см. табл. 3.8)	0	–	0	$\pi/2 \leq \bar{A}_c \leq 3,0$; $\bar{T}_0 = 1,0$; $T_\Phi = 20\text{--}40$ эл. град
4. Каскадное УС–ИФ с синхронизацией РП со стороны информационных входов (см. табл. 3.9)	0	$\pm 12,4$ при $\bar{A}_c = 4,0$ $\pm 10,6$ при $\bar{A}_c = 8,0$	0	$3,0 \leq \bar{A}_c \leq 4,0$; $k_{\text{П}} = 1,0$; $1,2 \leq k_{\text{П2}} \leq 1,5$ $\bar{T}_0 = 1,0$
5. Каскадное УС–ИФ с комбинированной синхронизацией развертывающих преобразователей (см. табл. 3.10)	0	$\pm 6,8$ при $\bar{A}_c = 4,0$ $\pm 3,4$ при $\bar{A}_c = 8,0$	0	$3,0 \leq \bar{A}_c \leq 4,0$; $\bar{T}_0 = 1,0$; $1,2 \leq \bar{T}_{\text{И2}} \leq 1,5$

➤ Адаптивное УС–ИФ (см. табл. 3.7) при отклонениях как амплитуды, так и частоты напряжения сети имеет нулевую статическую ошибку, поэтому целесообразен к применению в трехфазных системах управления ВП, получающие питание от автономной сети ограниченной мощности, например, дизель– или ветро-генераторных установок.

➤ Комбинированное УС–ИФ (см. табл. 3.8) обладает повышенным быстродействием при отклонениях частоты напряжения сети, особенно при глубине синхронизации $\bar{A}_c$, меньших значения 2,0. Это предопределяет его применение в системах управления ВП с автономной энергосистемой ограниченной мощности, где сеть имеет нестабильные параметры с ярко выраженными динамическими отклонениями.

➤ Каскадные УС–ИФ (см. табл. 3.9–3.10), в первую очередь, отличаются гибкой архитектурой (см. п. 3.5), полученной при цифровой обработке сигналов УС с помощью микропроцессора, что делает возможным их применение для управления ВП с любой фазностью напряжения сети. Их также целесообразно использовать как в стационарных сетях с высоким уровнем высокочастотных помех, так и в автономных при условии установки блока коррекции частоты.

3.5. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕРВАЛО-КОДОВЫЕ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ

Рассмотренные выше каскадные УС–ИФ (см. п. 3.4.3) легли в основу впервые предложенных автором интервало-кодовых систем синхронизации [12, 117, 189, 192, 293, 294, 325, 351], обладающих не только повышенной помехоустойчивостью, но и широкими функциональными возможностями.

3.5.1. Методика синтеза интервало-кодовых систем синхронизации

Принцип построения систем синхронизации (СС) данного класса иллюстрируется схемой на рис. 3.19 и заключается в следующем.

Любая система напряжений, от однофазной до многофазной, имеет характерные точки с периодом повторения, кратным ее частоте. Для однофазных сетей такими точками являются точки перехода синусоидальным напряжением через нулевой уровень. В n -фазных сетях к этим точкам добавляются точки естественной коммутации «1–6», которые в трехфазных сетях следуют друг за другом с интервалом 60 эл. град. В результате каждому характерному для данной системы напряжений интервалу времени можно присвоить свое значение, например, в двоичной или двоично-десятичной системах счисления. Для этого необходимо создать дополнительную систему логических сигналов, сдвинутых друг относительно друга таким образом, чтобы каждый из интервалов времени Δt (см. рис. 3.19) имел характерную только для него кодовую комбинацию, которая затем преобразуется в десятичное число с помощью элементов декодирования (дешифраторов). После этого с помощью логической функции «ИЛИ» суммируются те значения десятичного числа, которые характеризуют заданный интервал синхронизации СИФУ.



Рис. 3.19. Методика синтеза интервало-кодовой системы синхронизации вентильными преобразователями

3.5.2. Каскадная интервало-кодовая двоично-десятичная система синхронизации

Рассмотрим работу интервало-кодовой двоично-десятичной интегрирующей системы синхронизации [12, 117, 192, 294, 325, 351] на примере построения каналов синхронизации трехфазного тиристорного выпрямителя (рис. 3.20).

В этом случае система содержит три идентичных канала синхронизации УС–А, УС–В, УС–С, подключенные к фазам A , B , C напряжения сети. Каждый из каналов выполнен, например, по схеме каскадного УС–ИФ с синхронизацией РП со стороны информационных входов (см. табл. 3.9, рис. 1) и имеет по два выхода «Вых.1» и «Вых.2». Каждый из каналов РП1, РП2 обеспечивают фазовый сдвиг выходных импульсов $Y_1(t)$, $Y_2(t)$ по отношению к сигналу синхронизации $X_C(t)$ на -90 эл. град (см. табл. 3.9, рис. 2).

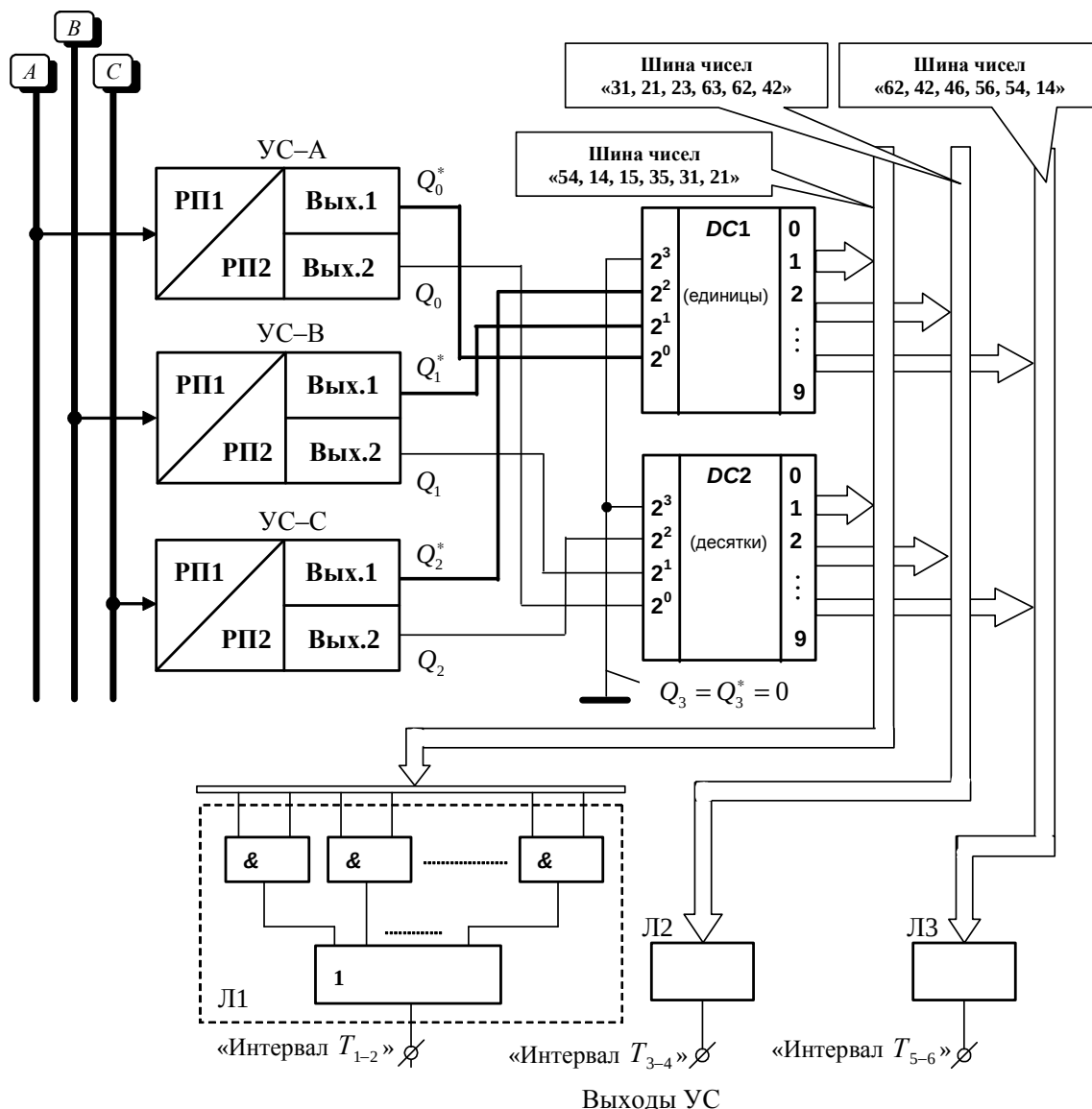


Рис. 3.20. Функциональная схема интервало-кодовой двоично-десятичной интегрирующей системы синхронизации

Для последующего рассмотрения принципа действия интервало-кодовой СС считаем, что выходные импульсы «Вых.2» каскадов УС-А, УС-В, УС-С (см. рис. 3.20) формируют значения Q_i («0» или «1») соответствующего разряда старшей тетрады (десятки) двоично-десятичного кода 8-4-2-1, а сигнал «Вых.1» представляет собой соответствующий разряд Q_i^* младшей тетрады кода 8-4-2-1 (единицы). При этом УС-А формирует данные с весом 2^0 для младшего разряда Q_0 и Q_0^* соответственно первой и второй тетрад кода 8-4-2-1, а УС-С – для третьего разряда Q_2 , Q_2^* этих же тетрад с весовым коэффициентом 2^2 . Значение четвертого разряда кода 8-4-2-1 принимаем постоянным и равным $Q_3 = Q_3^* = 0$.

Здесь необходимо сразу отметить, что код 8–4–2–1 принят в качестве примера, а его выбор, с точки зрения идеологии интервало-кодовых УС, принципиального значения не имеет. С таким же успехом могут использоваться двоичный или нерегулярные двоично-десятичные коды, например, 4–2–2–1. Это будет отражаться лишь на аппаратной реализации УС, но не на его принципе действия.

Сигналы Q_i с выходов каналов УС–А, УС–В, УС–С (рис. 3.21 б–г), образующие «старшую» тетраду кода 8–4–2–1, имеют уровень логической «1» в течение времени формирования «положительных» полуволн напряжений фаз A , B , C (см. рис. 3.21 а). Выходные импульсы Q_i^* «младшей» тетрады (см. рис. 3.21 д–ж) сдвинуты относительно сигналов Q_i (см. рис. 3.21 б–г) на -90 эл. град. В результате каждый участок трехфазной системы напряжений A , B , C продолжительностью 30 эл. град характеризуется своей кодовой комбинацией, десятичное значение которой приведено в табл. 3.13.

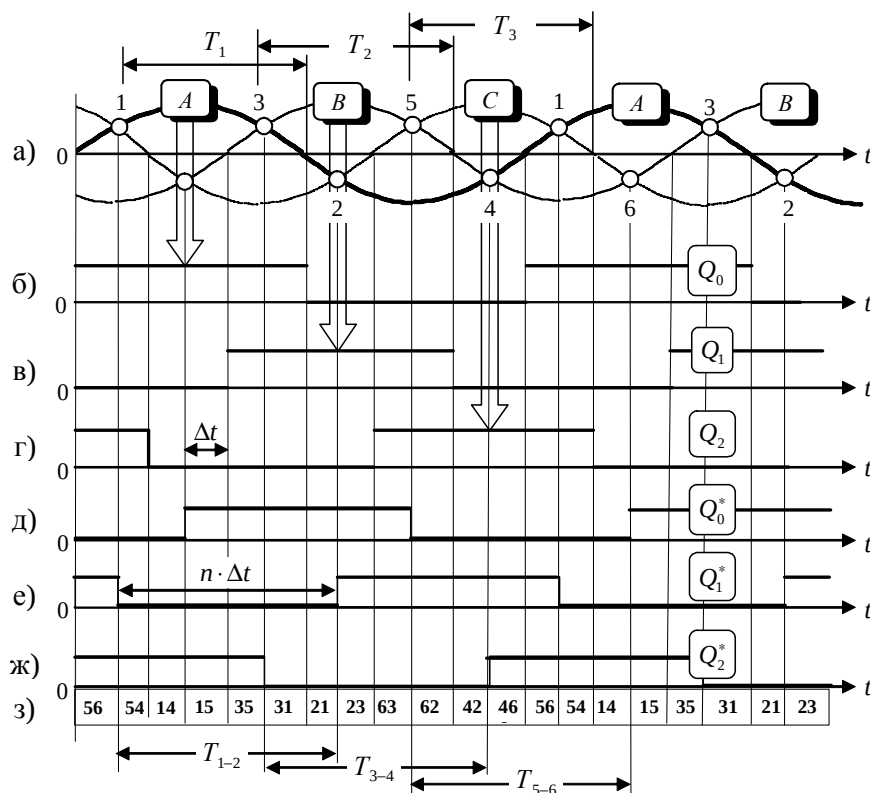


Рис. 3.21. Временные диаграммы сигналов (а-з) интервало-кодовой двоично-десятичной интегрирующей системы синхронизации

При этом, например, для интервалов синхронизации T_{1-2} , T_{3-4} , T_{5-6} трехфазного «мостового» ВП между точками естественной коммутации «1–2»,

«3–4» и «5–6» (см. рис. 3.21 а) присутствуют вполне определенные кодовые комбинации (см. табл. 3.13), которые декодируются дешифраторами $DC1$ и $DC2$, и затем объединяются с помощью логических блоков Л1, Л2, Л3 (см. рис. 3.20), формируя сигнал синхронизации соответствующих каналов системы импульсно-фазового управления. Каждый из блоков Л1–Л3 содержит шесть элементов «2И» и один логический блок «БИЛИ». Один из входов блока «2И» подключается к $DC1$, второй вход – к $DC2$.

Таблица 3.13

Кодовые значения интервалов синхронизации для различных схем ВП

Интервал синхронизации для трехфазного «мостового» ВП	Десятичное число					
T_{1-2}	54	14	15	35	31	21
T_{3-4}	31	21	23	63	62	42
T_{5-6}	62	42	46	56	54	14
Интервал синхронизации для трехфазного «нулевого» ВП с активной нагрузкой	Десятичное число					
T_1	54	14	15	35	31	
T_2	31	21	23	63	62	
T_3	62	42	46	56	54	

Обладая высокой степенью помехоустойчивости, обусловленной последовательным включением интегрирующих РП1 и РП2, а также способностью адаптироваться к изменяющимся параметрам сети данный интервало-кодовый способ синхронизации ВП характеризуется также широкими функциональными возможностями.

Так, например, для ВП с трехфазной «нулевой» схемой силовых ключей при активной нагрузке достаточно пять кодовых комбинаций для каждого из требуемых интервалов синхронизации T_1 , T_2 , T_3 (см. рис. 3.21 а), кодовые значения которых показаны в табл. 3.13. При работе с однофазным ВП могут использоваться сигналы Q_i (см. рис. 3.21 б–г), либо последовательности «56 – 54 – 14 – 15 – 35 – 31» и «21 – 23 – 63 – 62 – 42 – 46» из шести чисел (см. рис. 3.21 а, з).

Кроме способности формировать сигнал синхронизации для различных схем ВП, интервало-кодовые СС обладают также возможностью производить с их помощью ряд операций диагностирования ВП. На рис. 3.22 при-

ведены диаграммы сигналов интервало-кодовой СС для различных случаев неправильного чередования фаз A, B, C напряжения сети.

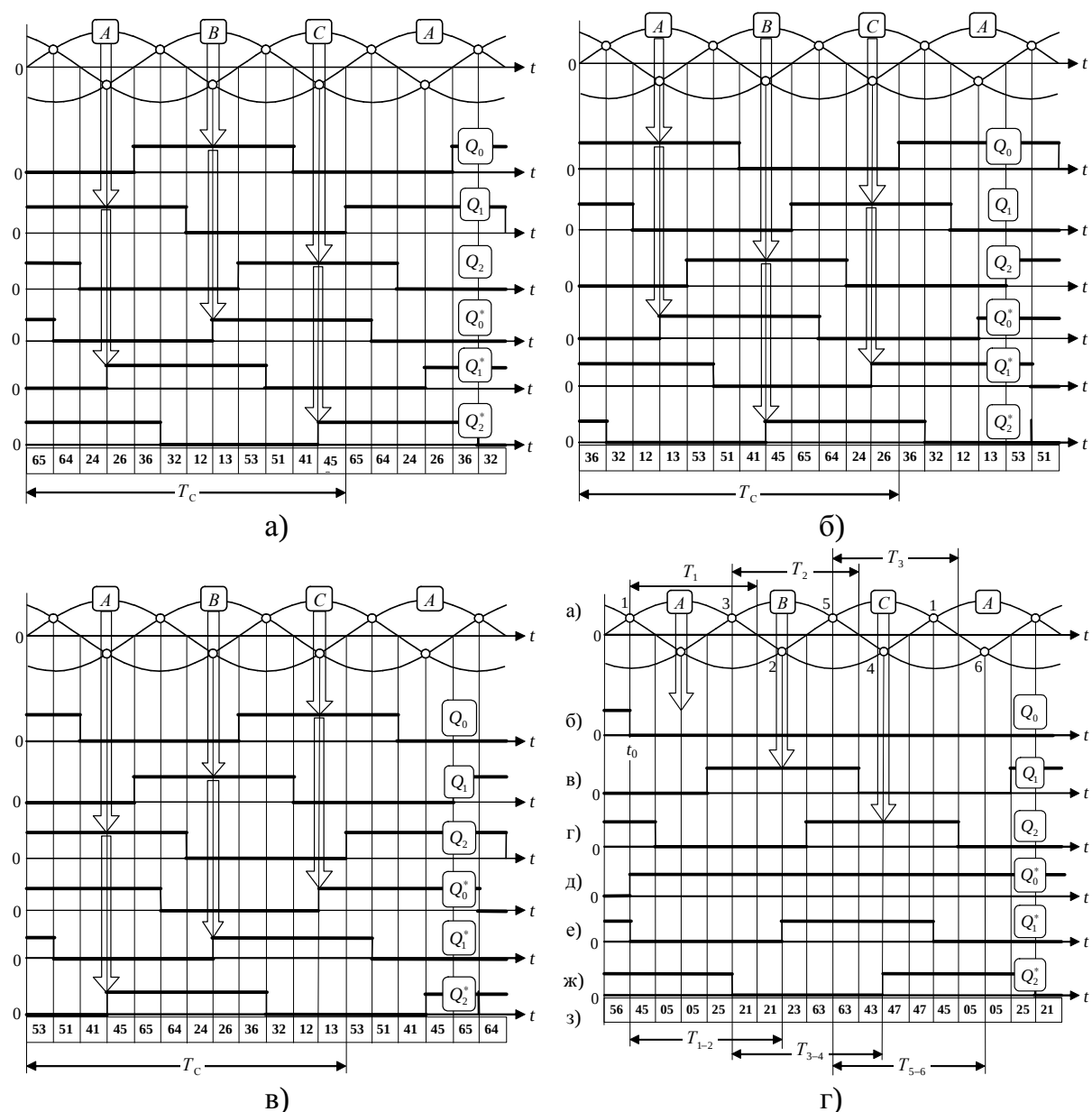


Рис. 3.22. Временные диаграммы сигналов интервало-кодовой двоично-десятичной интегрирующей СС для случая чередования фаз « $B-A-C$ » (а), « $A-C-B$ » (б), « $C-B-A$ » (в) и неработоспособности РП1 канала УС-А (г)

Первое, что обращает на себя внимание, это то, что полностью меняются значения числовых последовательностей (см. рис. 3.22 а–в) по сравнению с первоначальной для последовательности « $A-B-C$ » (табл. 3.14). Во-вторых, «внутри» каждого из случаев « $B-A-C$ », « $A-C-B$ » и « $C-B-A$ » (см. рис. 3.22 а–в) существует один и тот же массив чисел, отличающийся друг от друга лишь последовательностью их расположения.

Таблица 3.14

**Последовательность десятичных чисел при различных чередованиях фаз
напряжения сети**

Последовательность чередования фаз	Десятичное число											
$A - B - C$	56	54	14	15	35	31	21	23	63	62	42	46
$B - A - C$	65	64	24	26	36	32	12	13	53	51	41	45
$A - C - B$	36	32	12	13	53	51	41	45	65	64	24	26
$C - B - A$	53	51	41	45	65	64	24	26	36	32	12	13

Таким образом, с помощью интервало-кодовой двоично-десятичной СС обеспечивается не только синхронизация каналов управления ВП, но и абсолютная достоверность процесса определения (диагностики) правильности чередования фаз напряжения сети, подключаемого к системе импульсно-фазового управления. Для этого можно использовать как весь набор из 12 чисел (см. табл. 3.14), реализуя контур индикации и защиты по схеме на рис. 3.23, так и одно число, например, «36». При этом построение выходного блока Л аналогично структуре Л1 на рис. 3.20.

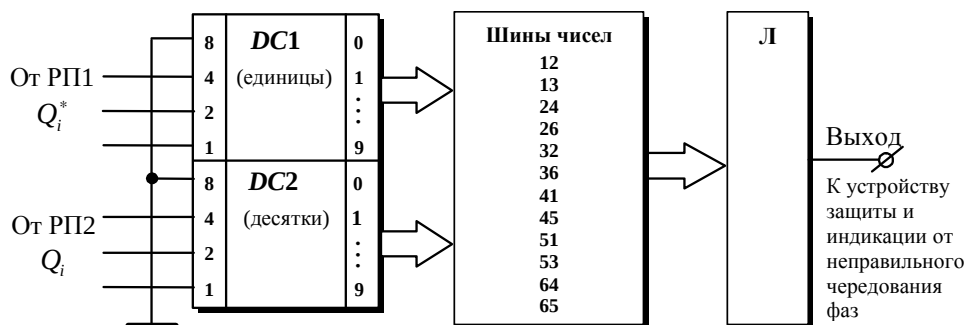


Рис. 3.23. Функциональная схема быстрого канала индикации и защиты от неправильного чередования фаз

В первом случае достигается максимально возможное быстроедействие контура защиты от неправильного чередования фазных напряжений, так как сигнал «1» формируется на выходе блока «ИЛИ» при первом же числе из общего массива, характеризующего данную неверную последовательность фаз. Второй вариант предполагает реакцию системы в течение некоторого промежутка времени, пока не сформируется одно из заранее выбранных чисел общего массива. В этом случае срабатывание защиты происходит за время, не превышающее длительности одного периода напряжения сети.

Кроме того, способность интервало-кодовой СС определять чередование фаз напряжения сети позволяет по получаемому массиву чисел производить автоматическое демультимплексирование его выходов, когда, независимо от порядка подключения СИФУ к сети, каждый из ее каналов будет синхронизирован с требуемой фазой сетевого напряжения.

Интервало-кодовый способ синхронизации позволяет также производить защиту ВП от перехода какого-либо канала синхронизации в результате своей неисправности в статическое состояние (логический «0» или «1»), а также в случае срыва режима внешней синхронизации и перехода РП в состояние автоколебаний.

Рассмотрим сказанное более подробно на примере диаграмм сигналов (см. рис. 3.22 г) для случая выхода из строя РП1 канала УС–А (см. рис. 3.20), когда, например, в результате катастрофического отказа в момент времени t_0 его РЭ переходит в неуправляемое состояние $-A$, что вызывает появление статического состояния $Q_0^* = 1$ (см. рис. 3.22 г). Так как РП2 имеет всегда коэффициент передачи больше единицы, то появление на его входе статического сигнала $-A$ приведет к срыву режима синхронизации в РП2 и его принудительному переводу в статическое положение $+A$, когда $Q_0 = 0$ (см. рис. 3.22 г).

Тогда при исправном состоянии УС–В и УС–С на выходе $DC1$, $DC2$ будет формироваться последовательность десятичных чисел (см. рис. 3.22 г), которая отличается от той, которая имеет место в СС при работоспособности всех его каналов синхронизации (см. табл. 3.14). Так, например, для интервала синхронизации T_{1-2} отличие будет в пяти случаях из шести. Для интервала T_{3-4} массив чисел отличается только в трех случаях, а на интервале синхронизации T_{5-6} вся комбинация отлична от той, которая присутствует при исправном состоянии всех каналов СС (табл. 3.15).

Очевидно, что другие возможные варианты неисправности УС приведут к новым кодовым последовательностям, отличающимся от базовой в табл. 3.14. Заложив данные последовательности в память программируемого контроллера, можно осуществлять не только диагностику системы синхронизации и защиту силового преобразователя, но и достоверно конкретизировать место и характер неисправности.

Таблица 3.15

Последовательности десятичных чисел для исправного и неработоспособного состояний канала синхронизации

Исправное состояние УС						
Интервал синхронизации для реверсивного ВП	Десятичное число					
T_{1-2}	54	14	15	35	31	21
T_{3-4}	31	21	23	63	62	42
T_{5-6}	62	42	46	56	54	14
Выход из строя канала УС–А						
T_{1-2}	45	05	05	25	21	21
T_{3-4}	21	21	23	63	63	43
T_{5-6}	63	43	47	47	45	05

Как показано в работах [117, 293, 325, 351], на входе интервало-кодовой двоично-десятичной СС может применяться как каскадное УС–ИФ с комбинированной синхронизацией развертывающих преобразователей (см. табл. 3.10), так и структура «фильтр–УС–СФ» (см. рис. 3.12).

Данный способ синхронизации легко реализуется на базе программируемых контроллеров [23, 278]. Как показывает практика, канал интегрирования УС в большинстве практических случаев целесообразно выполнять на аналоговой основе.

Интервало-кодовая двоично-десятичная система синхронизации (см. рис. 3.20) была внедрена на ГОП ОАО «Магнитогорский металлургический комбинат» при модернизации преобразователей в системах электроприводов тарельчатых питателей (см. приложение 1).

3.5.3. Интервало-кодовая двоичная система синхронизации

Если нет необходимости в многофункциональном характере СС, которым обладает каскадная двоично-десятичная схема (см. рис. 3.20), то для синхронизации, например, трехфазного мостового выпрямителя может использоваться более простой двоичный интервало-кодовый алгоритм, впервые предложенный автором в работах [97, 129, 189, 204] и иллюстрируемый структурой на рис. 3.24.

Здесь каждый из каналов синхронизации УС–А, УС–В, УС–С выполнен на основе адаптивного УС–ИФ (см. рис. 3.24 а), который сдвигает свой вы-

ходной логический сигнал Q_i на -90 эл. град относительно соответствующей фазы A, B, C напряжения сети (см. рис. 3.24 б–д) и обеспечивает автоподстройку своих характеристик при отклонениях амплитуды и частоты сети (см. табл. 3.7).

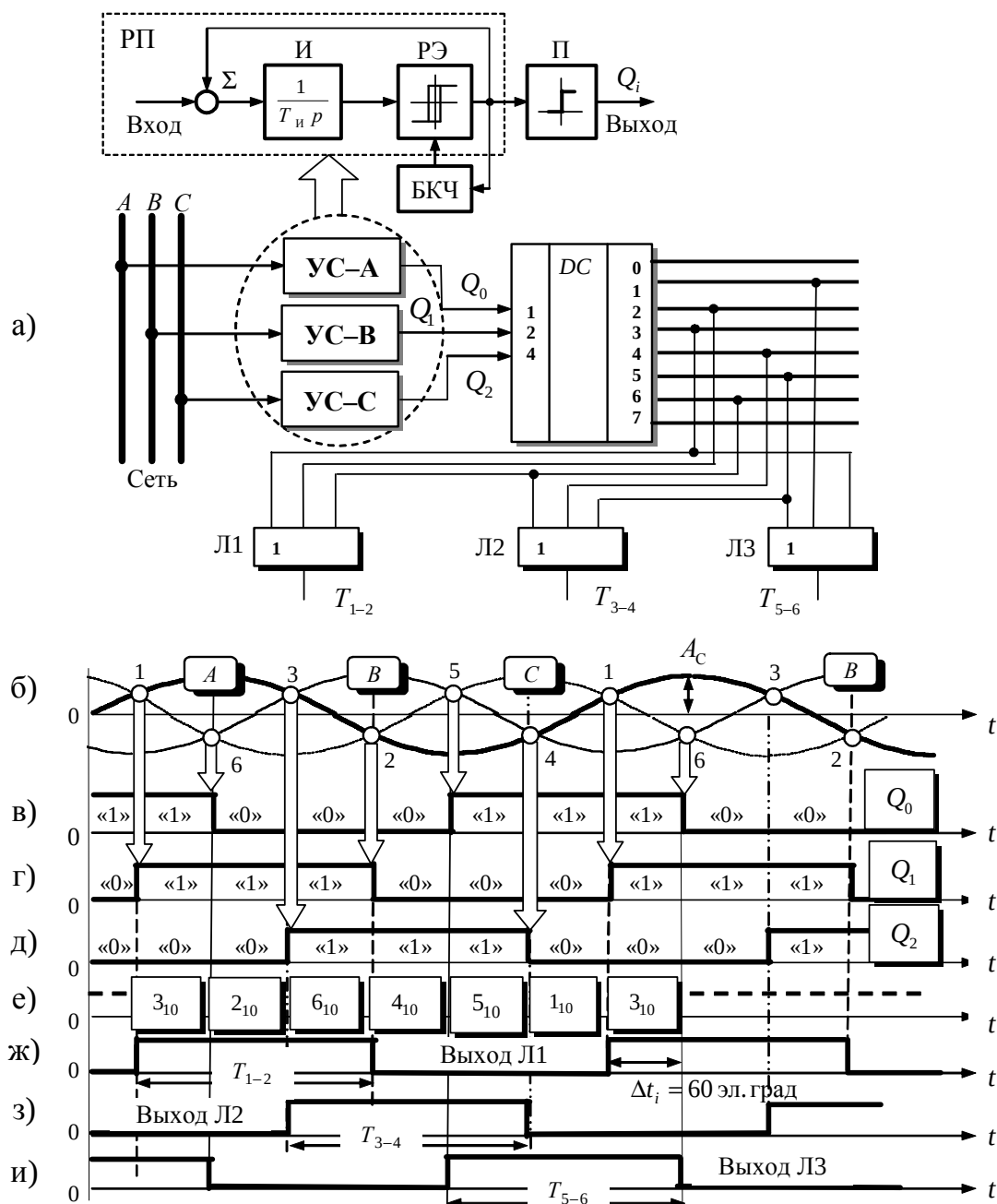


Рис. 3.24. Структурная схема интервало-кодовой двоичной системы синхронизации (а) и временные диаграммы ее сигналов (б–и)

Для согласования с элементами цифровой электроники введен повторитель $П$, преобразующий биполярные выходные импульсы $РЭ$ в однополярный импульсный сигнал Q_i . Далее выходному сигналу канала $УС-A$ (см.

рис. 3.24 в) присваивается значение Q_0 , например, младшего разряда, а выходу УС–С – значение Q_2 (см. рис. 3.24 д) старшего разряда двоичного кода. В результате на каждом из интервалов $\Delta t_i = 60$ эл. град (см. рис. 3.24 б–д) формируется своя трехразрядная двоичная последовательность, десятичное значение которой показано на рис. 3.24 е. Так, интервалу коммутации T_{1-2} (см. рис. 3.24 ж) соответствуют числа «3 – 2 – 6», интервалу T_{3-4} (см. рис. 3.24 з) – числа «6 – 4 – 5», а интервалу T_{5-6} (см. рис. 3.24 и) последовательность чисел «5 – 1 – 3». Затем с помощью трехразрядного двоичного дешифратора DC и логических элементов Л1–Л3 функции «ЗИЛИ» (см. рис. 3.24 а) для каждого из перечисленных интервалов коммутации формируется сигнал синхронизации (см. рис. 3.24 ж–и).

В отличие от каскадной двоично-десятичной СС (см. рис. 3.20), рассмотренная система синхронизации не позволяет ввести в законы управления ВП элементы защиты, в частности, от неправильного чередования фазных напряжений, так как в этом случае на выходе дешифратора DC формируется то же сочетание чисел, что и при последовательности « $A - B - C$ », но только в иной последовательности. При этом УС данного типа может осуществлять диагностирование катастрофических отказов РП любого из трех каналов синхронизации [129].

Таким образом, превосходя двоично-десятичные схемы интерваловых СС по простоте технической реализации, данная СС уступает им по функциональным возможностям.

ВЫВОДЫ

1. Впервые дана классификация принципов построения устройств синхронизации вентильных преобразователей и разработаны их обобщающие структурные схемы с позиций теории развертывающих систем, определены основные требования к УС.

2. По единой разработанной автором методике, основанной на математическом анализе и моделировании в среде *MatLab+Simulink*, выполнен сравнительный анализ статических и динамических характеристик устройств синхронизации различного класса. Приведены конкретные рекомендации по выбору параметров схем УС и определены целесообразные области их применения.

3. На основе теоретических и экспериментальных исследований показано, что традиционные структуры УС типа «фильтр – фиксирующий элемент», применяемые в большинстве ВП, могут быть использованы только в системах энергоснабжения с высокой стабильностью параметров сети, в частности, амплитуды и частоты, так как при их одновременном отклонении от номинальных значений в пределах $\pm(10-20)$ % ошибка угла синхронизации может достигать десятков процентов, что недопустимо для надежной работы ВП.

4. Впервые предложены, теоретически и экспериментально исследованы адаптивные устройства синхронизации с ведомым уровнем фиксации сигнала развертки, характеризующиеся в области частот возмущающих воздействий со стороны напряжения сети до 100 Гц полной адаптацией к нестабильностям амплитуды и частоты напряжения сети при условии отсутствия на входе апериодического фильтра, например, первого порядка. В случае установки фильтра теряется его способность адаптации к частоте сети, что следует отнести к числу основных недостатков устройства данного класса.

5. Впервые предложены, теоретически и экспериментально исследованы устройства синхронизации со следящей фиксацией точек естественной коммутации напряжения сети, фиксирующий элемент которых полностью адаптирован к нестабильностям частоты и амплитуды напряжения сети, а также к асимметрии фазных напряжений. Показано неблагоприятное влияние высокочастотных помех на УС данного класса, которое может быть устранено за счет введения сглаживающего фильтра и потерь в результате этого адаптивных свойств к изменениям частоты напряжения сети.

6. Дан анализ статических и динамических характеристик базовой структуры интегрирующего развертывающего преобразователя (РП) при его работе в режиме внешней синхронизации, получены условия синхронизации РП внешними периодическими сигналами.

7. На основании исследований установлено, что для всех интегрирующих УС частоту собственных автоколебаний следует выбирать равной номинальной частоте сигнала синхронизации, что исключает «выпадение» устройства из режима внешней синхронизации при значительных провалах напряжения сети.

8. Все классы интегрирующих УС обладают низким уровнем ошибок замедленной дискретизации, что достигается за счет замкнутого характера их структуры и наличием интегратора в прямом канале регулирования. Это позволяет использовать их в сетях с повышенным уровнем высокочастотных помех.

9. Теоретически и экспериментально установлено, что интегрирующее УС с синхронизацией со стороны информационного входа полностью адаптируется к нестабильности амплитуды напряжения сети и из всех классов УС–ИФ характеризуется минимумом аппаратных затрат при его технической реализации, а также предназначено для трехфазных систем управления ВП, работающими с промышленной сетью со стабильной частотой и колебаниями амплитуды напряжения сети, достигающих значений $\pm 50\%$ и выше.

10. Предложен метод перекрестной синхронизации каналов системы импульсно-фазового управления для трехфазных ВП на основе УС–СФ и УС–ИФ.

11. Впервые предложены, теоретически и экспериментально исследованы адаптивное интегрирующее и комбинированное устройства синхронизации, которые наряду с высокой помехоустойчивостью со стороны синхронизирующего канала обладают способностью адаптироваться не только к амплитуде, но и к частоте напряжения сети, что достигается за счет введения в них блока коррекции частоты. Это говорит о целесообразности их применения в трехфазных системах управления ВП, получающие питание от автономной системы электроснабжения ограниченной мощности, например, дизель- или ветро-генераторных установок.

12. Комбинированное УС–ИФ, в отличие от адаптивного УС–ИФ, обладает повышенным быстродействием при отклонениях частоты напряжения сети, особенно при глубине синхронизации, меньших значения 2,0. Это предопределяет его применение в системах управления ВП с автономной энергосистемой, где сеть имеет нестабильные параметры с ярко выраженными динамическими отклонениями.

13. На основе теоретических и экспериментальных исследований доказано, что для стационарных и автономных сетей наиболее рациональной

глубиной синхронизации в интегрирующем УС с синхронизацией со стороны информационного входа и адаптивном УС–ИФ следует считать диапазон $3,0 \leq \bar{A}_c \leq 4,0$, а для комбинированного УС–ИФ – $\pi/2 \leq \bar{A}_c \leq 3,0$, когда разрешается компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью.

14. Впервые предложен, теоретически и экспериментально исследован класс каскадных интегрирующих УС на основе двух последовательно включенных РП, работающих в режиме внешней синхронизации, а также каскадное УС–ИФ с комбинированной синхронизацией развертывающих преобразователей, когда первый РП синхронизируется сигналом на информационном входе, а второй – пилообразным напряжением со стороны входа его релейного элемента, и отличающихся высокой помехоустойчивостью, низким уровнем ошибок замедленной дискретизации, способностью адаптироваться к отклонениям амплитуды и частоты напряжения сети и широкими функциональными возможностями. Это делает возможным их применение для управления ВП с любой фазностью напряжения сети, а также в адаптивных интервало-кодовых системах синхронизации.

15. Разработаны методика синтеза и структурные схемы интервало-кодовых систем синхронизации на основе интегрирующих развертывающих преобразователей с различными методами их синхронизации с напряжением сети.

16. Впервые предложены каскадные интервало-кодовые системы синхронизации, обладающие широкими функциональными возможностями в плане синхронизации вентильных преобразователей с любой фазностью и конфигурацией силовой схемой, а также функциями диагностики, к числу которых можно отнести определение неправильного порядка чередования фаз напряжения сети или катастрофического отказа активных компонентов схемы каналов синхронизации.

Глава 4. СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФАЗОСДВИГАЮЩИХ УСТРОЙСТВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ТРЕБОВАНИЯ К ФАЗОСДВИГАЮЩИМ УСТРОЙСТВАМ

Фазосдвигающее устройство является наиболее ответственным узлом ВП, определяющим большинство метрологических характеристик системы импульсно-фазового управления и степень ее помехоустойчивости к помехам со стороны информационного входа вентильного преобразователя [75]. Многообразие способов развертывающего преобразования (см. гл. 2), которые могут быть заложены в основу ФСУ, диктует необходимость детального сопоставительного анализа по единой методике статических и динамических характеристик фазосдвигающих устройств различных классов, с целью определения рациональных областей их применения и выбора из их числа структур, наиболее полно удовлетворяющих жестким условиям промышленной эксплуатации ВП и электроприводов на их основе.

Классификация фазосдвигающих устройств систем управления ВП, предложенная автором в работе [75], приведена на рис. 4.1. Также как и системах импульсно-фазового управления, ФСУ по принципу управления делятся на устройства с «вертикальным» и «горизонтальным» управлением (см. п. 1.2, рис. 1.12).

Параметрический способ формирования сигнала развертки [75, 155, 239, 240] предполагает его независимость от управляющего сигнала ФСУ и текущих координат как объекта управления, так и сети. В ФСУ с **автоматическим** способом образования развертывающей функции (функциональная развертка) [75, 155, 239, 240] происходит коррекция параметров сигнала развертки в зависимости от различных характеристик системы управления, в частности, в функции сигнала управления, частоты напряжения сети или уровня помех в каналах передачи информации и т.д.

По способу развертывающего преобразования ФСУ подразделяются на устройства с **выборкой мгновенного значения сигнала управления, интегрирующие и комбинированные** (см. рис. 2.3), подробно описанные в главе 2.

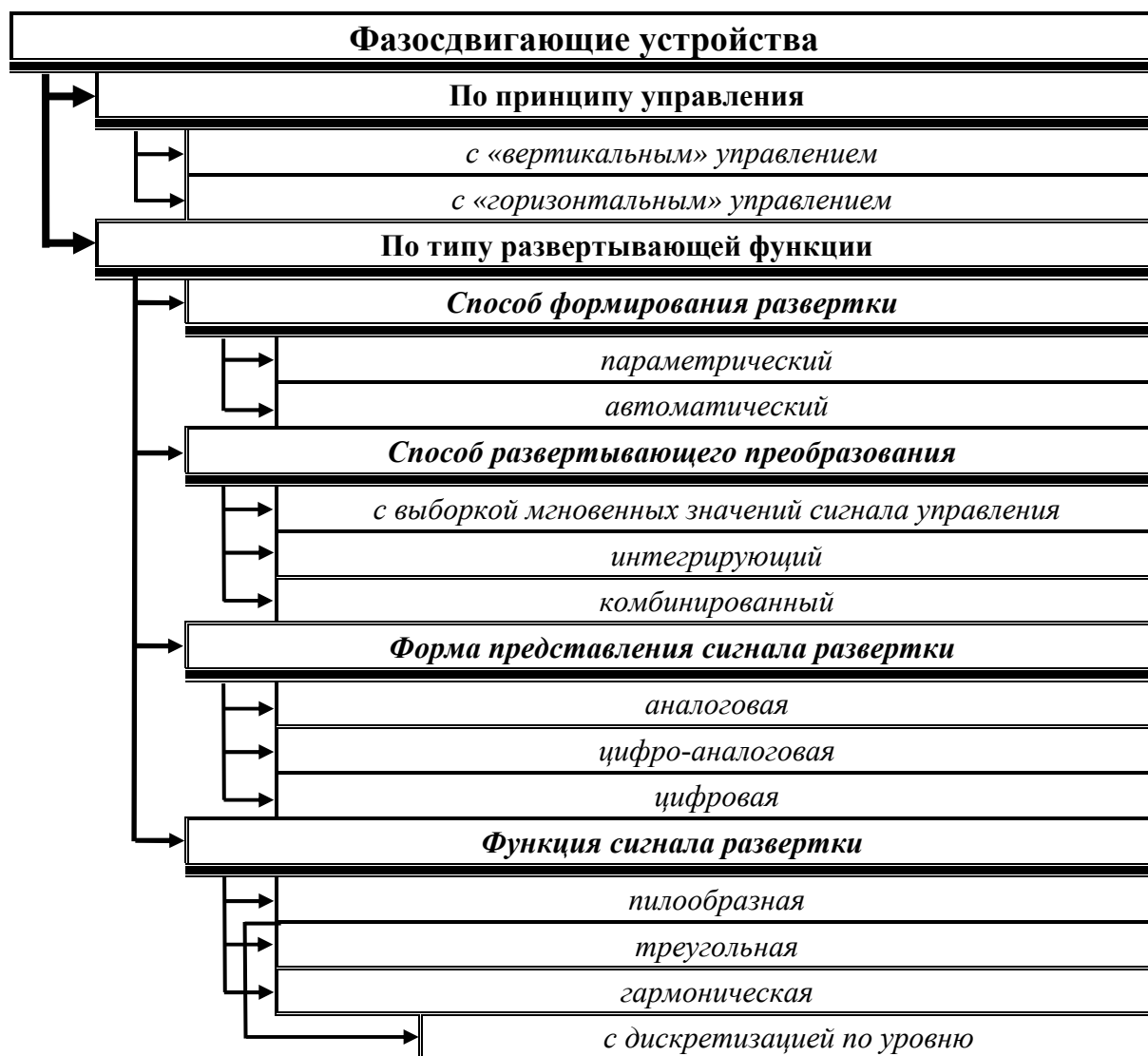


Рис. 4.1. Классификация фазосдвигающих устройств систем управления ВП

Сигнал развертки может формироваться аналоговым, цифро-аналоговым или цифровым способами.

Аналоговый метод основан, например, на интегрировании опорного сигнала с периодической установкой нулевых начальных условий в интеграторе путем кратковременного шунтирования интегрирующего конденсатора ключом Кл., управляемым импульсами малой длительности с выхода устройства синхронизации СИФУ или независимого от сети генератора тактовых импульсов (рис. 4.2 а) [41, 61, 250]. Поэтому ФСУ относятся к разворачивающим системам с ШИМ-1.

В цифро-аналоговых генераторах разворачивающей функции [38, 62, 75] производится счет, например, двоичным счетчиком СТ, импульсов с

выхода высокочастотного генератора G с последующим преобразованием выходного кода CT в аналоговый сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя ЦАП (см. рис. 4.2 б). «Обнуление» CT осуществляется импульсами, подаваемыми на R -вход счетчика. Аналогичную структуру имеют также и **цифровые генераторы** сигналов параметрической развертки с той лишь разницей, что в них отсутствует ЦАП [61, 268].

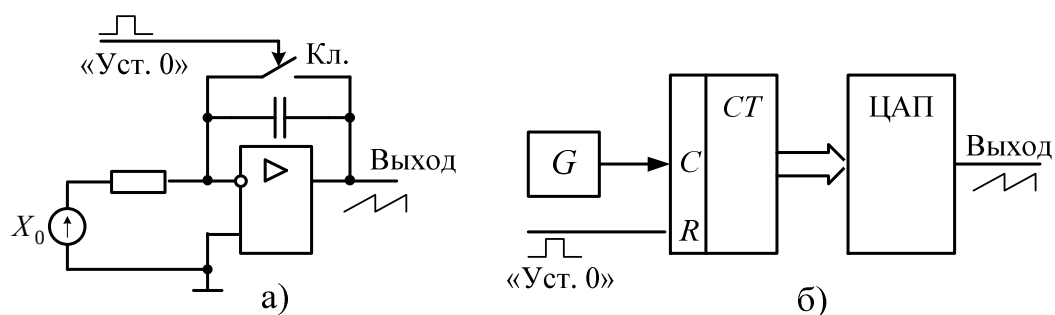


Рис. 4.2. Аналоговый (а) и цифро-аналоговый (б) формирователи параметрического сигнала развертки

Функция сигнала развертки, в зависимости от требуемых характеристик ВП, может быть **пилообразной, треугольной** или **гармонической** [238, 242, 285]. Для ограничения минимального $\alpha_{\min}$ и максимального $\alpha_{\max}$ значений углов регулирования применяются развертки с дискретизацией по уровню [174, 274].

На основании данных [75, 97, 140], основные требования к ФСУ, как наиболее ответственного за надежную и качественную работу элемента системы управления ВП, можно сформулировать в виде наиболее значимых параметров, представленных в табл. 4.1.

Приведенные в табл. 4.1 требования к ФСУ в серийных изделиях отечественного и зарубежного производства в полном объеме, как правило, не достигаются по причинам объективного характера и влияния субъективных факторов. Связано это в первую очередь с ограничениями технических возможностей применяемой элементной базы, отсутствием объективной сравнительной оценки различных принципов построения СИФУ, а также проектными ошибками.

В настоящее время в системах управления ВП наибольшее распространение получили разомкнутые ФСУ «вертикального» или «горизонтального» управления с выборкой мгновенного значения сигнала управления [203,

238, 242, 250, 274], которые отличаются низкими метрологическими показателями [75, 79]. В тоже время, как показывает теория и практика построения информационно-измерительных систем, наиболее высокие метрологические характеристики, уровень помехоустойчивости и эксплуатационной надежности достигаются в устройствах и системах, работающих на основе интегрирующего развертывающего преобразования [97, 155, 207, 264, 279].

Таблица 4.1

№	Параметр	Объекты с мощной сетью	Энергосистемы ограниченной мощности
1	Погрешность нелинейности характеристики «вход-выход»	САУ низкой точности: 2–5 % САУ средней точности: 0,5–1,5 % САУ высокой точности: менее 0,5 %	
2	Температурный дрейф «нуля» аналоговых элементов	САУ низкой точности: 30–40 мкВ/°С САУ средней точности: 10–20 мкВ/°С САУ высокой точности: не более 5 мкВ/°С	
3	Допустимый диапазон изменения частоты сети	50 Гц ± 5%	50 Гц +20%, –30%
4	Допустимое соотношение помеха / сигнал	0,05–0,1	не менее 0,2
5	Частотный диапазон сигналов помех	50–1200 Гц	20–3000 Гц
6	Низкий уровень ошибок замедленной дискретизации, уменьшающийся с ростом частоты сигнала помехи		
7	Максимальный диапазон регулирования угла управления тиристорами (при активной нагрузке)	Однофазный выпрямитель – 180 эл. град Трехфазный выпрямитель с нулевым выводом – 150 эл. град Трехфазный мостовой выпрямитель –120 эл. град	
8	Возможность установки начального и ограничения минимального и максимального углов регулирования		
9	Максимальная допустимая асимметрия угла регулирования в многоканальных СИФУ	не более 2 эл. град	не более 3 эл. град
10	Защита от перенапряжений со стороны информационного входа и цепей питания		

Основные способы интегрирующего развертывающего преобразования, перспективные для ФСУ систем управления ВП, предложенные автором [75], приведены на рис. 4.3.



Рис. 4.3. Классификация способов интегрирующего развертывающего преобразования для ФСУ

4.2. ФАЗОСДВИГАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С ВЫБОРКОЙ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛА УПРАВЛЕНИЯ

Фазосдвигающие устройства с выборкой мгновенных значений сигнала управления, получившего в литературных источниках название ФСУ с «вертикальным» управлением [203, 238, 242, 250, 259, 274], является наиболее распространенным в системах управления ВП постоянного и переменного тока как с аналоговым, так и с цифровым управлением. Однако, как показано в работах [75, 79, 97], обладает низкими метрологическими показателями.

ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления представляет собой РП с ШИМ-1 (см. п. 2.2.1, табл. 2.1, рис. 1), состоящий из генератора пилообразного напряжения (ГПН), синхронизированного с сетевым напряжением, сумматора $\Sigma 1$ и релейного элемента РЭ с безгистерезисной характеристикой (рис. 4.4 а). ГПН представляет собой интегратор с постоянной времени интегрирования $T_{\text{и}}$ с периодической установкой начальных условий в канале интегрирования в результате воздействия коротких импульсов «Сброс» с выхода устройства синхронизации (см. рис. 4.4 в) в мо-

менты времени $t = n \cdot T_0$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ – целое число, равное порядковому номеру интервала дискретизации выходных импульсов РЭ; T_0 – период выходных импульсов РЭ. Процесс интегрирования в интераторе обеспечивает источник опорного напряжения X_0 .

Принцип действия ФСУ основан на непосредственном сравнении параметрической развертывающей функции $Y_{\text{и}}(t)$ с входным сигналом $X_{\text{вх}}$ (см. рис. 4.4 г). При выполнении условия $Y_{\text{и}}(t) \geq X_{\text{вх}}$ происходит переключение РЭ в состояние «+А» (см. рис. 4.4 д) и формирование управляющего импульса управления силовым тиристором (не показан на рис. 4.4).

Модуляционная характеристика ФСУ $t_n = f(X_{\text{вх}})$ при $X_0 = A$ и $2b = A$

$$t_n = 0,5T_0 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{вх}}). \quad (4.1)$$

Здесь $\bar{X}_{\text{вх}} = |X_{\text{вх}}/A|$ – нормированное значение входного сигнала, отнесенного к максимальной амплитуде ГПН $2b = A$.

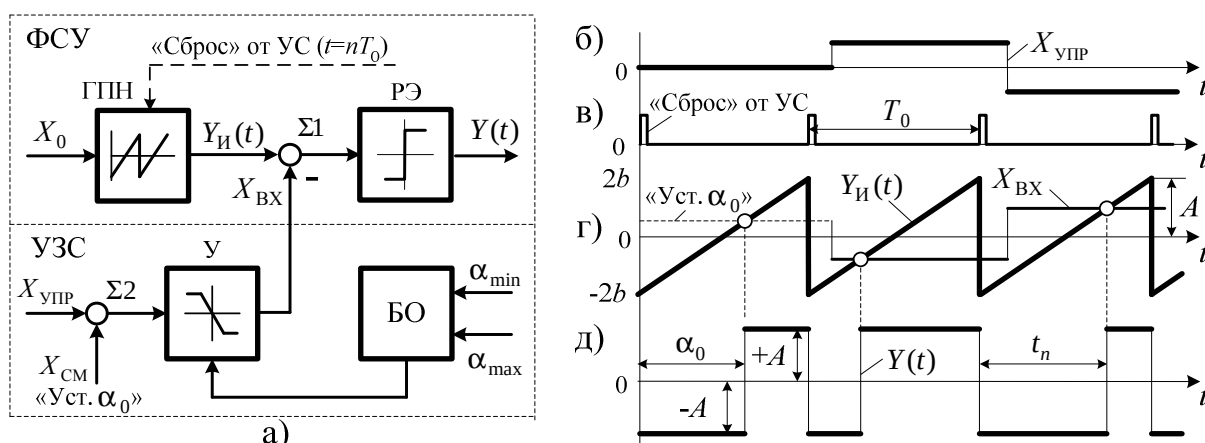


Рис. 4.4. Структурная схема с узлом согласования (а) и временные диаграммы сигналов (б–д) ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления

Выразив время t_n через угол управления $\alpha_n = (180 \text{ эл. град} \cdot t_n)/T_0$, с учетом выражения (4.1) получим уравнение регулировочной характеристики ФСУ

$$\alpha_n = 90 \text{ эл. град} \cdot (1 + \bar{X}_{\text{вх}}). \quad (4.2)$$

Согласно (4.2) с ростом входного сигнала увеличивается угол управления по линейному закону и, следовательно, уменьшается напряжение на выходе, например, в управляемом выпрямителе. По этой причине регулировочную характеристику, соответствующую уравнению (4.2), редко используют в СИФУ вентильных преобразователей.

Для устранения последнего недостатка на входе ФСУ устанавливают дополнительный узел согласования (УЗС), как правило, состоящий из усилителя У с инвертирующей характеристикой и сумматора $\Sigma 2$ на входе (см. рис. 4.4 а) [203, 230, 234, 250]. УЗС обеспечивает согласование по знаку входного сигнала $X_{ВХ}$ с напряжением управления $X_{УПР}$, а также установку начального угла управления α_0 , зависящего от характера нагрузки и схемы тиристорного выпрямителя [53, 234, 238]. Сигналом смещения $X_{СМ}$, воздействующего на вход сумматора $\Sigma 2$, осуществляется установка α_0 (см. рис. 4.4 а). Регулировочная характеристика ФСУ с учетом УЗС

$$\alpha_n = 90 \text{ эл. град} \cdot [1 - (\bar{X}_{УПР} + \bar{X}_{СМ})], \quad (4.3)$$

где $\bar{X}_{УПР} = |X_{УПР}/A|$, $\bar{X}_{СМ} = |X_{СМ}/A|$ – нормированные значения сигналов управления и смещения соответственно.

Для ограничения минимального $\alpha_{\min}$ и максимального $\alpha_{\max}$ углов управления ВП узел согласования может быть дополнен блоком ограничения (БО) углов [140, 234, 250, 274], воздействующего на амплитудный диапазон статической характеристики усилителя У (см. рис. 4.4 а), ограничивая тем самым $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ на заранее заданном уровне, например, с целью предотвращения опрокидывания ведомого инвертора в реверсивных тиристорных преобразователях [53, 110, 218, 250].

Такой способ ограничения углов неизбежно приводит к ухудшению помехоустойчивости ВП за счет повышения риска работы усилителя У под действием сигналов помех в режиме насыщения, когда происходит уменьшение его коэффициента передачи [164], а также снижение точности вследствие временного и температурного дрейфа усилителя У [38, 61].

В работе [179] автором впервые предложен логический блок ограничения углов, ограничивающий $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ путем логического алгоритма обработки сигналов каналов синхронизации СИФУ, когда устраняется необходимость введения в информационные каналы системы управления каких-либо дополнительных элементов, неизбежно влияющих на метрологические характеристики СИФУ. За счет этого обеспечивается повышенная точность и помехоустойчивость системы управления ВП в целом.

Динамические характеристики ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления при воздействии на его вход постоянной $X_{ВХ}$ и

переменной $X_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \cdot \sin(2\pi t/T_{\Pi})$ составляющей сигнала управления, выполняющей функцию сигнала помехи для ФСУ, подробно рассмотрен в п. 2.2.2 (см. табл. 2.3). В частности, показано, что данный класс ФСУ обладает низкой помехоустойчивостью, на что указывает периодический незатухающий с ростом $\bar{F}$ характер пространства $\Delta\bar{\gamma}_1[1] = f(\bar{X}_{\text{вх}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 2.3, рис. 4).

К числу недостатков подобного ФСУ необходимо отнести также его повышенную чувствительность к сигналам высокочастотных помех, которые при соответствующих условиях вызывают ложные срабатывания формирователей управляющих импульсов тиристорами (см. рис. 2.6). Это может явиться причиной выхода из строя силового вентильного блока преобразователя.

Кроме того, ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления накладывают жесткие требования к стабильности параметров сети, что не позволяет использовать их в СИФУ вентильными преобразователями, работающими с сетью ограниченной мощности [97, 211, 246].

4.3. РАЗОМКНУТЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ФАЗОСДВИГАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Интегрирующие ФСУ разомкнутого типа, реализующие принцип «вертикального» или «горизонтального» управления, относятся к классу систем с автоматической (функциональной) разверткой, где входной сигнал управления оказывает непосредственное влияние на процесс формирования развертывающей функции. ФСУ с «горизонтальным» управлением имеют два базовых принципа построения, иллюстрируемых структурами и диаграммами сигналов в табл. 4.2, рис. 1–4.

ФСУ с одной функциональной разверткой $Y_{\text{и}}(t)$ (см. табл. 4.2, рис. 1) [75, 97, 268] включает в себя интегратор И с постоянной времени $T_{\text{и}}$ и фиксирующий (релейный) элемент (ФЭ), производящий установку нулевых начальных условий в интеграторе в моменты времени $t = t_n$ достижения развертывающей функции пороговой величины $N_{\text{max}} = b$ (см. табл. 4.2, рис. 2), которую в дальнейшем принимаем равной значению «А» опорного сигнала X_0 . При воздействии на ФЭ импульса «Запуск» от УС в момент времени $t = n \cdot T_0$ возобновляется процесс интегрирования в интеграторе И, где $n = 1, 2, 3 \dots$ – целое число, соответствующее номеру интервала дискретизации.

Смещение точек фиксации моментов времени $t = t_n$ происходит по прямой $N_{\max}$, т.е. ФСУ представляет собой классический вариант системы с «горизонтальным» принципом управления. Источник опорного напряжения X_0 предназначен для установки начального угла управления в ВП, когда входной сигнал $X_{\text{ВХ}} = 0$.

ФСУ «горизонтального» типа с двумя функциональными развертками $Y_{\text{и1}}(t)$, $Y_{\text{и2}}(t)$ (см. табл. 4.2, рис. 3), принцип построения которого впервые предложен автором в работе [172], содержит интегратор с постоянной времени $2T_{\text{и}}$, а фиксирующие точки $t = t_n$ при изменении входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$ перемещаются по прямой «а-с», соответствующей уровню $0,5N_{\max}$ (см. табл. 4.2, рис. 4). В результате процесс развертывающего преобразования формируется как результат сравнения двух идентичных разверток $Y_{\text{и1}}(t)$, $Y_{\text{и2}}(t)$, но с различными знаками производных. Начало очередного цикла T_0 развертывающего преобразования начинается в момент времени $t = n \cdot T_0$ «обнуления» интегратора импульсом с выхода УС.

Преимуществом данного типа ФСУ, по сравнению с ФСУ с одной функциональной разверткой [172], является наличие двух функций $Y_{\text{и1}}(t)$, $Y_{\text{и2}}(t)$, которые позволяют в два раза повысить постоянную времени канала интегрирования и тем самым снизить влияние помех на работу ФСУ.

ФСУ с параметрической $Y_{\text{и1}}(t)$ и функциональной $Y_{\text{и2}}(t)$ развертывающими функциями (см. табл. 4.2, рис. 5), также впервые предложенное автором в работе [174], представляет собой разновидность схемы с «вертикальным» управлением, где осуществляется фиксация моментов времени $t = t_n$ при выполнении условия $Y_{\text{и1}}(t) = Y_{\text{и2}}(t)$ (см. табл. 4.2, рис. 6). Смещение фиксирующих точек происходит по траектории, соответствующей наклонному участку опорной развертывающей функции $Y_{\text{и1}}(t)$. Развертка $Y_{\text{и2}}(t)$ формируется как результат вычитания из опорной величины «А» выходного сигнала интегратора, преобразующего сигнал управления $X_{\text{ВХ}}$.

Данный принцип построения ФСУ имеет более широкие функциональные возможности по сравнению с предыдущими. Так, например, при выполнении параметрической развертки $Y_{\text{и1}}(t)$ с дискретизацией по амплитуде [174] достигается ограничение максимального угла регулирования на уровне $\alpha_{\max}$ (см. табл. 4.2, рис. 6), что позволяет исключить на входе СИФУ элементов ограничения входного сигнала [140, 234, 250, 274], что,

Таблица 4.2

№	Название	Структурная схема	Временные диаграммы сигналов	Системы уравнений
1	Интегрирующее ФСУ с одной функциональной развертывающей функцией («горизонтальный» принцип)	Рис. 1	Рис. 2	$\begin{cases} Y_{И}(t) = \frac{A \cdot (1 + \bar{X}_{BX}) \cdot t}{T_{И}}; \\ t_n = \frac{T_0}{1 + \bar{X}_{BX}}; T_0 = T_{И}; \\ \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$
2	Интегрирующее ФСУ с двумя функциональными развертывающими функциями («горизонтальный» принцип)	Рис. 3	Рис. 4	$\begin{cases} Y_{И1}(t) = \frac{A \cdot (1 + \bar{X}_{BX}) \cdot t}{2T_{И}}; \\ Y_{И2}(t) = A \cdot \left[1 - \frac{(1 + \bar{X}_{BX}) \cdot t}{2T_{И}} \right]; \\ t_n = \frac{T_0}{1 + \bar{X}_{BX}}; T_0 = 2T_{И}; \\ \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (2)$
3	Интегрирующее ФСУ с одной функциональной и одной параметрической развертывающими функциями («вертикальный» принцип)	Рис. 5	Рис. 6	$\begin{cases} Y_{И1}(t) = \frac{A \cdot t}{T_{И}}; \\ Y_{И2}(t) = A \cdot \left[1 - \frac{\bar{X}_{BX} \cdot t}{T_{И}} \right]; \\ t_n = \frac{T_0}{1 + \bar{X}_{BX}}; T_0 = T_{И}; \\ \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (3)$

как уже отмечалось ранее, отрицательно влияет на помехоустойчивость ВП [164, 265].

Как видно из полученных автором систем уравнений (1)–(3), табл. 4.2, модуляционная характеристика $t_n = f(X_{BX})$ для всех интегрирующих разомкнутых ФСУ определяется выражением

$$t_n = T_0 / (1 + \bar{X}_{BX}). \quad (4.4)$$

Здесь t_n – момент времени, соответствующий формированию импульса управления силовым ключом ВП; $\bar{X}_{BX} = |X_{BX}/A|$ – нормированное значение входного сигнала.

Выразив время t_n через угол управления $\alpha_n = (180 \text{ эл.град} \cdot t_n) / T_0$, с учетом выражения (4.4) регулировочная характеристика ФСУ

$$\alpha_n = 180 \text{ эл.град} / (1 + \bar{X}_{BX}). \quad (4.5)$$

Регулировочная характеристика ФСУ, построенная по уравнению (4.5), представлена на рис. 4.5, из которой следует:

➤ Минимальный угол управления $\alpha_{\min}$ в разомкнутых интегрирующих ФСУ определяется максимальной величиной сигнала управления $\bar{X}_{BX}$, и условие $\alpha_{\min} = 0$ может быть достигнуто только, когда $\bar{X}_{BX}$ стремится к бесконечности, что технически нереализуемо. Поэтому в разомкнутых интегрирующих ФСУ диапазон регулирования угла управления всегда ограничен пределами $(\alpha_{\min} > 0) \leq \alpha \leq 180$ эл. град, что меньше диапазона регулирования, например, для ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления, для которого характерно $0 \leq \alpha \leq 180$ эл. град. Таким образом, ФСУ данного типа следует применять для управления вентильными преобразователями, которые не требуют полного диапазона изменения угла управления от 0 до 180 эл. град. К числу таких систем можно отнести тиристорные регуляторы напряжения для плавного пуска асинхронных электродвигателей, тиристорные возбудители для синхронных генераторов и двигателей постоянного тока и др.

➤ Зависимость $\alpha_n = f(X_{BX})$ для разомкнутых интегрирующих ФСУ, по сравнению с ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления

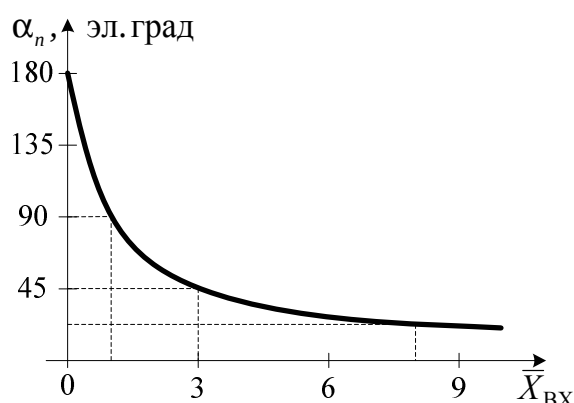


Рис. 4.5. Регулировочная характеристика разомкнутых интегрирующих ФСУ

(4.2), является нелинейной, что зачастую требует введения в ВП, например, внутренней обратной связи по напряжению (току) [130, 233, 286].

➤ Разомкнутый характер структуры ФСУ диктует жесткие требования к стабильности характеристик элементов, входящих в его состав. Поэтому, как правило, ФСУ данного типа реализуются на цифровых алгоритмах обработки данных.

Рассмотрим динамические характеристики интегрирующего ФСУ разомкнутого типа с одной функциональной разверткой (табл. 4.3, рис. 1) при воздействии на его вход постоянной $X_{\text{ВХ}}$ и переменной гармонической $X_{\text{П}}(t)$ составляющей сигнала управления [75, 93, 97, 261]. Методика исследований соответствует ранее рассмотренной (см. п. 2.2.1, рис. 2.4).

Считаем, что сигнал $X_{\text{ВХ}} + X_{\text{П}}(t)$ прикладывается на вход ФСУ в момент времени $t = 0$ начала очередного цикла развертывающего преобразования (см. табл. 4.3, рис. 2), а период преобразования $T_0 = T_{\text{И}}$ соответствует половине периода напряжения сети $T_{\text{С}}$. Исходная система уравнений (1), табл. 4.3 получена на основе временных диаграмм сигналов ФСУ (см. табл. 4.3, рис. 2) [93, 261]. Решение представлено в виде пространств динамического состояния ФСУ $\Delta\bar{\alpha}_2[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{П}} = 0, 1)$ и $\Delta\bar{\alpha}_2[1] = f(\bar{A}_{\text{П}}, \bar{F}, \bar{X}_{\text{ВХ}} = 0)$ (см. табл. 4.3, рис. 3–4). Здесь $\Delta\bar{\alpha}_2[n]$ – нормированное значение угла управления силовым ключом ВП для первого интервала дискретизации ($n = 1$) в результате воздействия на вход ФСУ гармонического сигнала помехи $X_{\text{П}}(t)$.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

➤ С ростом частоты $\bar{F}$ сигнала $X_{\text{П}}(t)$ величина ошибки $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ уменьшается (см. табл. 4.3, рис. 3), что достигается за счет наличия интегратора в прямом канале регулирования. Кроме этого, для ФСУ интегрирующего типа, отсутствуют практические ограничения по верхнему диапазону $\bar{F}$ сигнала высокочастотной помехи. Здесь целесообразно напомнить, что в ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления величина $\bar{F}$ не должна превышать частоту сигнала развертки (сети), так как в противном случае возникают дополнительные моменты фиксации равенства $Y_{\text{И}}(t) = X_{\text{ВХ}} + X_{\text{П}}(t)$, приводящие к формированию ложных управляющих импульсов силовыми ключами ВП (см. рис. 2.6).

Динамические характеристики разомкнутого интегрирующего ФСУ с одной функциональной разверткой

Структурная схема ФСУ

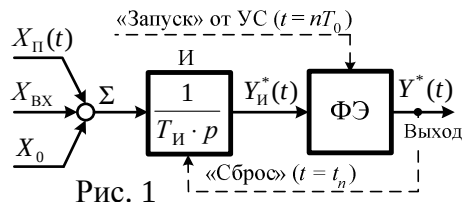


Рис. 1

Временные диаграммы сигналов ФСУ

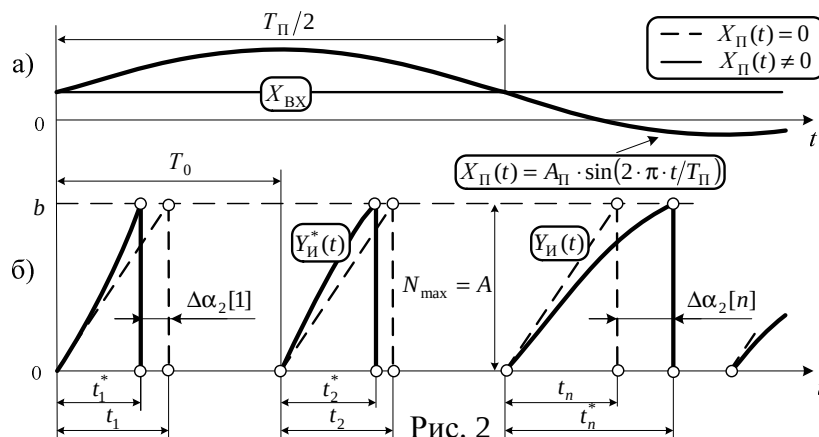


Рис. 2

Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases} t_n^* = T_0 \cdot \left[1 - \frac{\bar{A}_\Pi}{\pi \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \langle 2 \cdot (n-1) \cdot T_0 + t_n^* \rangle\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot t_n^*\right) \right] / (1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}); \\ t_n = T_0 / (1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}); \bar{X}_{\text{ВХ}} = |X_{\text{ВХ}} / A|; \bar{A}_\Pi = |A_\Pi / A|; \bar{F} = T_0 / T_\Pi; \\ \Delta \bar{\alpha}_2[n] = \left| 1 - \frac{t_n}{t_n^*} \right|; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$$

Пространство динамического состояния
ФСУ: $\Delta \bar{\alpha}_2[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$

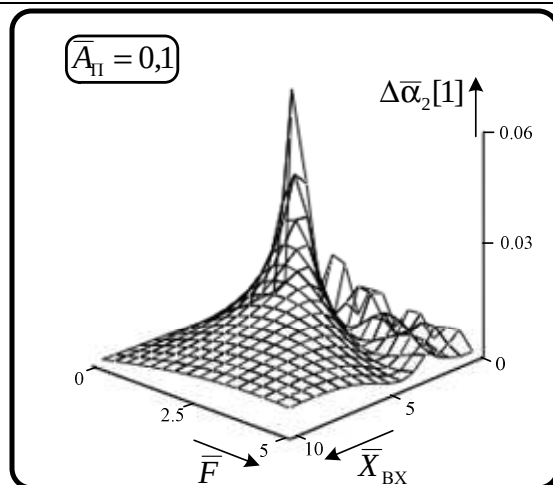


Рис. 3

Пространство динамического состояния
ФСУ: $\Delta \bar{\alpha}_2[1] = f(\bar{A}_\Pi, \bar{F}, \bar{X}_{\text{ВХ}} = 0)$

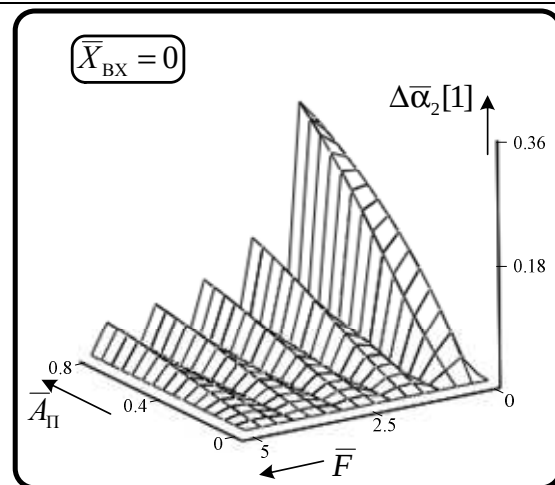


Рис. 4

➤ При увеличении сигнала управления $\bar{X}_{\text{вх}}$ соотношение «помеха $X_{\text{п}}(t)$ / полезный сигнал $X_{\text{вх}}$ » уменьшается, что вызывает снижение величины ошибки $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ (см. табл. 4.3, рис. 3). Так, например, для $\bar{F} = 0,5$ и $\bar{X}_{\text{вх}} = 1,0$ уровень $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ составляет порядка 0,035, а при $\bar{X}_{\text{вх}} = 6,0$ и той же частоте переменного входного воздействия $\Delta\bar{\alpha}_2[1] = 0,003$.

➤ Ошибка $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ возрастает с ростом амплитуды сигнала $X_{\text{п}}(t)$ (см. табл. 4.3, рис. 4). Максимальный ее уровень $\Delta\bar{\alpha}_2[1] \cong 36\%$ наблюдается при $\bar{A}_{\text{п}} = 0,8$ и малых значениях нормированной частоты помехи $\bar{F} \cong 0,5$, являющейся границей раздела двух областей: ОДП и ОЗД. Причем, с ростом $\bar{F}$ ошибка $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ уменьшается (см. табл. 4.3, рис. 3–4), что свидетельствует о повышенной помехоустойчивости интегрирующего ФСУ.

➤ Высокая помехоустойчивость интегрирующего ФСУ, как правило, не требует включения на информационном входе СИФУ дополнительных фильтров для подавления высокочастотных помех, что имеет место в вентилях преобразователях с фазосдвигающими устройствами на основе выборки мгновенных значений информативной координаты [101, 109, 123, 133, 140, 200, 250]. Кроме того, уменьшение с ростом $\bar{F}$ и $\bar{X}_{\text{вх}}$ уровня $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ в значительной степени ограничивает амплитудный и частотный спектр составляющих замедленной дискретизации выходного напряжения ВП с интегрирующими ФСУ, что, в конечном итоге, повышает качество процесса регулирования в замкнутых системах управления технологическими процессами.

➤ Зависимость $\Delta\bar{\alpha}_2[1]$ от величины $\bar{X}_{\text{вх}}$ является прямым следствием разомкнутого характера структуры ФСУ, что следует отнести к числу недостатков данного класса устройств.

Интегрирующее ФСУ с одной функциональной и одной параметрической развертывающими функциями (см. табл. 4.2, рис. 5) по своим динамическим свойствам и математическому описанию идентичны рассмотренному ФСУ с одной функциональной разверткой (см. табл. 4.2, рис. 1).

Характеристики фазосдвигающего устройства с двумя функциональными развертывающими функциями (см. табл. 4.2, рис. 3) определяются системой уравнения (1), табл. 4.3, где значение интервала дискретизации $T_0 = T_{\text{и}}$ должно быть увеличено в два раза в соответствии с величиной постоянной времени интегрирующего каскада. Соответственно, пространство

$\Delta\bar{\alpha}_2[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{П}} = 0,1)$ (см. табл. 4.3, рис. 3) для подобного ФСУ окажется пропорционально сдвинутой влево по оси $\bar{F}$, что говорит о повышении помехоустойчивости в два раза.

Таким образом, очевидно, что применение интегрирующих ФСУ разомкнутого типа является высокоэффективным средством повышения помехоустойчивости СИФУ вентильными преобразователями.

Как известно, структуры аналогового типа крайне чувствительны к различного рода дестабилизирующим факторам, среди которых в первую очередь следует выделить дрейфовые параметры операционного усилителя интегратора и нестабильность его входного опорного сигнала [75, 265, 279]. Поэтому с целью улучшения статической точности интегрирующие ФСУ рекомендуется строить в основном на базе цифровых алгоритмов обработки информации.

4.3.1. Число-импульсные фазосдвигающие устройства

Число-импульсные фазосдвигающие устройства представляют собой один из вариантов технической реализации интегрирующих ФСУ разомкнутого типа. По принципу своего действия число-импульсные ФСУ относятся к разряду интегрирующих аналого-цифровых устройств и применяются, как в СИФУ с «горизонтальным», так и «вертикальным» управлением [97, 250, 268].

Один из вариантов построения число-импульсного ФСУ с одной функциональной разверткой, соответствующий структурной схеме в табл. 4.2, рис. 1, показан в табл. 4.4, рис. 1 и включает в себя преобразователь напряжения в частоту импульсов ПНЧ, суммирующий счетчик $СТ$ и логический элемент Л1 типа «2И».

В моменты времени перехода напряжением сети через нулевой уровень $t = n \cdot T_0$ счетчик $СТ$ «обнуляется» импульсом малой длительности с выхода устройства синхронизации СИФУ (см. табл. 4.4, рис. 2 а), а элемент Л1 открывается сигналом логической «1» с инверсного выхода $\bar{Q}_{n-1}$ старшего разряда $СТ$. С помощью ПНЧ сигнал управления $X_{\text{ВХ}}$ преобразуется в импульсы с частотой $(T_{0,1})^{-1}, (T_{0,2})^{-1} \dots (T_{0,n})^{-1}$ (см. табл. 4.4, рис. 2 в), пропорциональной $X_{\text{ВХ}}$ (см. табл. 4.4, рис. 2 б). В счетчике $СТ$ накапливается число $N(t)$ (см. табл. 4.4, рис. 2 г). В моменты времени $t_1, t_2 \dots t_n$ перехода старше-

го разряда CT в состояние $Q_{n-1} = 1$ (см. табл. 4.4, рис. 2 д) формируются управляющие импульсы для силовых ключей ВП. Одновременно сигналом $\overline{Q}_{n-1} = 0$ с инверсного выхода старшего разряда счетчика CT логический элемент Л1 закрывается, и счет прекращается. Время формирования управляющего импульса t_n зависит от разрядности счетчика CT (максимального числа $N_{\max}$) и частоты выходных импульсов ПНЧ $(T_{0,n})^{-1}$

$$t_n = N_{\max} \cdot T_{0,n}. \quad (4.6)$$

Число-импульсное ФСУ (см. табл. 4.4, рис. 3) с двумя функциональными цифровыми развертывающими функциями и «горизонтальным» управлением, впервые предложенное автором [172, 269], реализует структуру, приведенную в табл. 4.2, рис. 3. Счетчик $CT1$ – суммирующий, $CT2$ – вычитающий устанавливаются в исходное состояние импульсом малой длительности с выхода УС (см. табл. 4.4, рис. 4 а), при этом $CT2$ переходит в состояние максимального числа $N_{\max}$, а $CT1$ обнуляется (см. табл. 4.4, рис. 4 г). Под действием сигнала управления $X_{ВХ}$ (см. табл. 4.4, рис. 4 б) ПНЧ формирует импульсы с частотой $(T_{0,1})^{-1}, (T_{0,2})^{-1} \dots (T_{0,n})^{-1}$ (см. табл. 4.4, рис. 4 в), которые через логический элемент Л1 воздействуют на счетные С-входы счетчиков $CT1$ и $CT2$. В результате в $CT1$ происходит процесс накопления числа $N_1(t)$, а в $CT2$ – уменьшение содержимого $N_2(t)$ счетчика (см. табл. 4.4, рис. 4 г). При выполнении условия $N_1(t) \geq N_2(t)$ на выходе устройства сравнения кодов (УСК) формируется сигнал $Q = 1$ (см. табл. 4.4, рис. 4 д), разрешающий подачу импульса на силовой ключ ВП. Одновременно сигналом $\overline{Q} = 0$ с инверсного выхода УСК логический элемент Л1 закрывается, и счет в счетчиках $CT1$ и $CT2$ прекращается.

Время формирования управляющего импульса t_n силовым ключом

$$t_n = 0,5 \cdot N_{\max} \cdot T_{0,n}. \quad (4.7)$$

Если сравнивать структуры, приведенные в табл. 4.4, рис. 1, 3, то для получения идентичных регулировочных характеристик в число-импульсном ФСУ с двумя функциональными развертывающими функциями период выходных импульсов ПНЧ $T_{0,n}$ должен быть увеличен в два раза, что подтверждается уравнениями (4.5)–(4.6). Данное обстоятельство положительно сказывается на помехоустойчивости ФСУ, так как позволяет увеличить в два раза постоянную времени интегрирования $T_{\text{и}}$ в интегрирующих ПНЧ [41, 70, 92, 97, 155, 249].

Таблица 4.4

1. Число-импульсное ФСУ с одной функциональной развертывающей функцией («горизонтальный» принцип)	
Структурная схема	Временные диаграммы сигналов
Рис. 1	Рис. 2
2. Число-импульсное ФСУ с двумя функциональными развертывающими функциями («горизонтальный» принцип)	
Структурная схема	Временные диаграммы сигналов
Рис. 3	Рис. 4
3. Число-импульсное ФСУ с одной функциональной и одной параметрической развертывающими функциями («вертикальный» принцип)	
Структурная схема	Временные диаграммы сигналов
Рис. 5	Рис. 6

Число-импульсное ФСУ «вертикального» типа с двумя цифровыми развертывающими функциями (см. табл. 4.4, рис. 5) одна из которых является параметрической (независящей от $X_{\text{ВХ}}$), а вторая – определяется величиной сигнала управления, предложенное автором [174, 269], реализуется структурой, показанной в табл. 4.2, рис. 5.

Рассмотрим сначала работу данной схемы без учета режима ограничения максимального угла управления α_{max} . В моменты времени формирования импульса с выхода устройства синхронизации СИФУ (см. табл. 4.4, рис. 6 а) счетчик $CT2$ переходит в состояние максимального числа N_{max} , а $CT1$ обнуляется (см. табл. 4.4, рис. 6 е). Под действием счетных импульсов, формируемых генератором G с постоянной частотой $(T_{\text{const}})^{-1}$ (см. табл. 4.4, рис. 6 г), в суммирующем счетчике $CT1$ накапливается число $N_1(t)$, а в вычитающем счетчике $CT2$ происходит уменьшение числа N_{max} пропорционально величине сигнала управления $X_{\text{ВХ}}$ (см. табл. 4.4, рис. 6 б, е). При выполнении условия $N_1(t) \geq N_2(t)$ на выходе устройства сравнения кодов УСК (цифровой компаратор) формируется сигнал $Q = 1$ (см. табл. 4.4, рис. 6 ж), разрешающий подачу импульса на силовой ключ ВП. Одновременно сигналом $\overline{Q} = 0$ с инверсного выхода УСК логические элементы Л1 и Л2 закрываются, и счет в счетчиках $CT1$ и $CT2$ прекращается.

Время формирования управляющего импульса t_n силовым ключом

$$t_n = \frac{N_{\text{max}}}{(1 + T_{\text{const}}/T_{0,n})} \cdot T_{\text{const}}. \quad (4.8)$$

Основным достоинством схемы ФСУ (см. табл. 4.4, рис. 5) является возможность выполнения параметрической цифровой развертки с дискретизацией по амплитуде [174, 274], что позволяет ограничить максимальный угол управления α_{max} на заданном уровне без применения дополнительных устройств ограничения [140, 234, 250]. С этой целью в структурную схему ФСУ (см. табл. 4.4, рис. 5) введены логические элементы Л3, Л4 и одновибратор (ОВ).

С помощью логического элемента Л4 задается число $N_0 < N_{\text{max}}$, при котором наступает ограничение максимального угла управления (см. табл. 4.4, рис. 6 е). При малом значении сигнала управления $X_{\text{ВХ}}$ производная цифровой развертки $N_1(t)$ падает из-за уменьшения частоты счетных им-

пульсов с выхода ПНЧ. Поэтому в диапазоне $0 \leq t \leq t_{\max}$ соблюдается неравенство $N_1(t) \leq N_2(t)$ и УСК находится в состоянии $Q = 0$. В момент времени $t_1 = t_{\max}$ (см. табл. 4.4, рис. 6 е), когда выполняется условие $N_1(t) = N_0$, логический элемент Л4 переходит в состояние «1» и запускается одновибратор ОВ (см. табл. 4.4, рис. 6 д). В результате этого счетчики $CT1$ и $CT2$ принудительно устанавливаются в положение $N_{\max}$ (см. табл. 4.4, рис. 6 е). УСК переключается в положение $Q = 1$ и на силовые ключи ВП подается импульс управления, соответствующий $\alpha_{\max}$. В дальнейшем сигналом «Сброс» с выхода УС происходит обнуление счетчика $CT1$ и подтверждается состояние максимального числа в $CT2$, а ФСУ возвращается в исходное положение. Таким образом, максимальный угол $\alpha_{\max}$ ограничивается во всем диапазоне выполнения неравенства $N_0 \leq N_2(t) \leq N_{\max}$.

Поскольку все рассмотренные число-импульсные ФСУ относятся к разряду аналого-цифровых устройств, то, очевидно, что их метрологические показатели во многом определяются точностью работы ПНЧ. Так, например, временной и температурный дрейф характеристик число-импульсных ФСУ практически полностью определяется дрейфовыми параметрами ПНЧ [75, 97], а степень восприимчивости ФСУ к сигналам помех также зависит от помехоустойчивости способа преобразования информативного воздействия, заложенного в ПНЧ [17, 70, 75, 92]. Погрешность дискретности ФСУ определяется частотой $(T_{0,n})^{-1}$ выходного сигнала ПНЧ. При этом максимальная ошибка наблюдается, когда ПНЧ работает на минимальной частоте $(T_{0,n})^{-1}$.

Ошибка дискретизации в число-импульсных ФСУ возникает по причине того, что выходные импульсы ПНЧ (или генератора G) не синхронизированы с сигналом «Сброс» от устройства синхронизации УС (см. рис. 4.6). В результате, после того как происходит установка «нулевых» начальных условий в системе, цифровая развер-

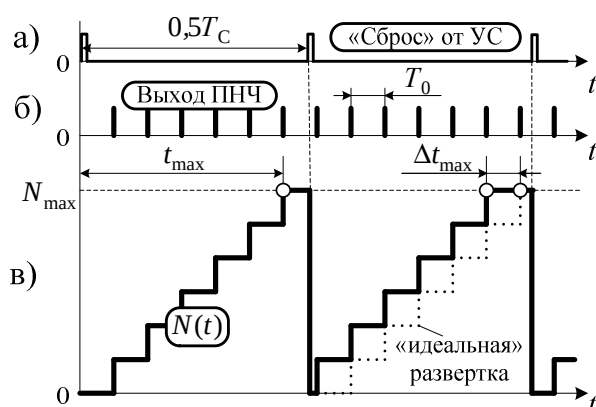


Рис. 4.6. Временные диаграммы сигналов число-импульсного ФСУ с учетом ошибки дискретизации

тывающая функция $N(t)$, формируемая цифровым счетчиком, может сдвигаться относительно «идеальной» развертывающей функции на величину одного периода ПНЧ (или генератора G) (см. рис. 4.6).

Из рис. 4.6 видно, что максимальная ошибка дискретизации $\Delta t_{\max}$ для число-импульсного ФСУ с одной функциональной разверткой равняется одному периоду T_0 выходных импульсов ПНЧ $\Delta t_{\max} = T_0$. При этом наибольшее значение периода T_0 выходных импульсов ПНЧ $T_0 = 0,5 \cdot T_c / N_{\max}$, где T_c – период напряжения сети; $N_{\max} = 2^{k-1}$ – максимальное число на выходе счетчика (k – разрядность счетчика). Выразив максимальную ошибку дискретизации $\Delta t_{\max}$ через угол управления $\Delta \alpha_{\max} = (\Delta t_{\max} \cdot 180 \text{ эл. град}) / (0,5 \cdot T_c)$, максимальная ошибка угла дискретизации

$$\Delta \alpha_{\max}^{\text{д}} = \frac{180 \text{ эл. град}}{2^{k-1}}. \quad (4.9)$$

Как показано в работе [75], максимальная ошибка угла дискретизации для число-импульсного ФСУ с двумя функциональными развертками

$$\Delta \alpha_{\max}^{\text{д}} = \frac{180 \text{ эл. град}}{(2^{k-1}) - 1}, \quad (4.10)$$

а для число-импульсного ФСУ с одной функциональной и одной параметрической развертывающими функциями

$$\Delta \alpha_{\max}^{\text{д}} = \frac{180 \text{ эл. град}}{2^k - 1}. \quad (4.11)$$

На основании уравнений (4.9)–(4.11) на рис. 4.7 построен график зависимости $\Delta \alpha_{\max}^{\text{д}} = f(k)$, который позволяет сделать следующие выводы:

➤ Ошибка дискретизации $\Delta \alpha_{\max}^{\text{д}}$ для число-импульсного ФСУ «вертикального» типа в два раза меньше, чем для фазосдвигающих устройств с «горизонтальным» принципом управления.

➤ С увеличением разрядности счетчика k уменьшается максимальная ошибка угла управления $\Delta \alpha_{\max}^{\text{д}}$. Однако, необходимо помнить, что высокая разрядность приводит к

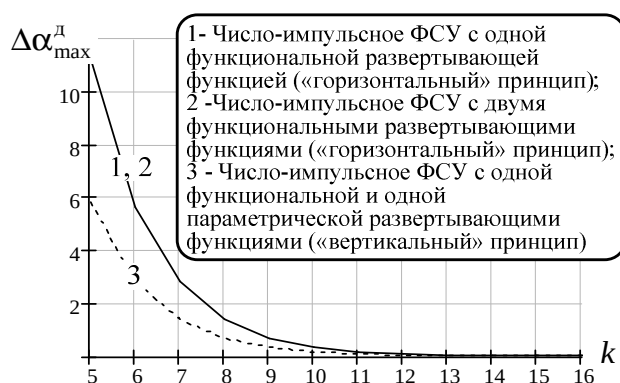


Рис. 4.7. Максимальная ошибка дискретизации угла управления для число-импульсных ФСУ

необходимости увеличения несущей частоты ПНЧ $(T_0)^{-1}$, что отрицательно сказывается на помехоустойчивости число-импульсных ФСУ по причине снижения постоянной времени канала интегрирования ПНЧ. Поэтому при выборе разрядности счетчика необходимо искать компромисс между помехоустойчивостью и точностью работы всей системы управления ВП.

Согласно требованиям, предъявляемых к ФСУ систем импульсно-фазового управления ВП, максимальная ошибка угла управления в многоканальных СИФУ не должна превышать 2–3 эл. град (см. табл. 4.1). Как видно из рис. 4.7, при $k = 8$ максимальная ошибка $\Delta\alpha_{\max}^{\text{д}}$ для число-импульсных ФСУ с «горизонтальным» принципом управления составляет 1,4 эл. град, а для ФСУ «вертикального» типа – 0,7 эл. град. Поэтому при построении СИФУ ВП на основе число-импульсных ФСУ достаточно использовать восьми разрядные двоичные счетчики, чтобы обеспечить точность в работе и допустимую асимметрию угла регулирования в многоканальных СИФУ. Кроме того, такой выбор диктуется и со стороны контроллеров с восьми разрядной архитектурой [221, 278].

4.4. ЗАМКНУТЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ФАЗОСДВИГАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

ФСУ замкнутого типа реализуют принцип «вертикального» управления. Также как и разомкнутые интегрирующие ФСУ, они относятся к классу систем с автоматической (функциональной) разверткой, где входной сигнал управления оказывает непосредственное влияние на процесс формирования развертывающей функции, причем каждый последующий интервал дискретизации выходных импульсов содержит информацию о поведении системы на предыдущих интервалах развертывающего преобразования. Это отличает данный класс устройств от интегрирующих ФСУ разомкнутого типа.

Замкнутые ФСУ строятся на основе традиционной схемы интегрирующего автоколебательного частотно-широотно-импульсного развертывающего преобразователя [155, 264, 265] при его работе в режиме внешней синхронизации [4, 6, 7, 8, 270].

В табл. 4.5, рис. 1 представлена структурная схема интегрирующего ФСУ замкнутого типа с синхронизацией по информационному входу, включающая в себя интегратор И, релейный элемент РЭ с неинвертирующей петлей гистерезиса и симметричными относительно «нуля» порогами

переключения $\pm b$, и работающая в режиме внешней синхронизации с частотой напряжения сети [75, 93, 97, 243].

Для перевода РП из режима ЧШИМ в режим внешней синхронизации, когда в системе реализуется широтно-импульсная модуляция второго рода [75, 265], необходимо на вход ФСУ подать переменный сигнал с периодом $T_c \geq T_0$ и с амплитудой, удовлетворяющей условию $(\bar{A}_c - \bar{X}_{BX}) > 1,0$, где $\bar{A}_c = |A_c/A|$ – нормированное значение амплитуды $\pm A_c$ синхронизирующего воздействия $X_c(t)$ (глубина синхронизации); $\bar{X}_{BX} = |X_{BX}/A|$ – нормированное значение постоянной составляющей входного сигнала X_{BX} ; $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ; $T_0 = 4\bar{b}T_{\text{и}}$ – период автоколебаний РП при отсутствии сигнала синхронизации $X_c(t)$ и $X_{BX} = 0$; $\bar{b} = |b/A|$ – нормированное значение порога переключения РЭ; $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирования интегратора.

В качестве синхронизирующего воздействия, как правило, используется либо гармонический синусоидальный сигнал (сеть), либо прямоугольные биполярные импульсы типа «меандр».

С целью упрощения математических расчетов, рассмотрим режим работы ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа от внешнего периодического воздействия $X_c(t)$, представляющего собой прямоугольные биполярные импульсы с амплитудой $\pm A_c$ (см. табл. 4.5, рис. 2 б). Также будем полагать, что пороги переключения РЭ в ФСУ $\pm b = 0$.

При воздействии входного сигнала X_{BX} (см. табл. 4.5, рис. 2 а) в интервале времени $t_{\text{н}} = T_c/2$ сигнал развертки $Y_{\text{и}}(t)$ изменяется под действием суммарного воздействия $(A_c - A + X_{BX})$ и достигает амплитуды Δb_1 (см. табл. 4.5, рис. 2 б). После изменения знака синхронизирующего сигнала меняется направление развертывающего преобразования, и в течение времени t_1 возрастает скорость нарастания напряжения $Y_{\text{и}}(t)$, которая определяется результирующим сигналом $(-A_c - A + X_{BX})$, действующим на вход интегратора.

В момент выполнения условия $Y_{\text{и}}(t) = 0$ РЭ переключается, и производная развертки $Y_{\text{и}}(t)$ вновь падает, так как на интегратор подается сигнал $(-A_c + A + X_{BX})$, а выходной сигнал интегратора достигает амплитуды $\Delta b_2 < \Delta b_1$. Затем, после изменения знака синхронизирующего сигнала, меняется направление развертывающего преобразования, и в течение времени

t_2 скорость нарастания развертки $Y_{и}(t)$ изменяется под действием результирующего сигнала $(A_c + A + X_{вх})$. В дальнейшем процессы в схеме повторяются, и после нескольких периодов переключения РЭ система выходит на установившийся режим работы, при котором развертка $Y_{и}(t)$ оказывается смещенной относительно «нуля» ($|\Delta b_{n-1}| > \Delta b_n$), что приводит к выполнению условия $t'_{n-1} > t'_n$. При этом среднее значение $Y_0 = -A \cdot (t'_{n-1} - t'_n) / T_{0,n}$ импульсом $Y(t)$ достигает уровня, пропорционального $X_{вх}$ (см. табл. 4.5, рис. 2 б), а частота несущих колебаний $(T_{0,n})^{-1}$ на выходе ФСУ соответствует частоте сети $(T_c)^{-1}$ синхронизирующего сигнала $X_c(t)$. Коэффициент заполнения импульсов на выходе РЭ $\gamma = t'_{n-1} / T_{0,n}$ определяется величиной управляющего воздействия $X_{вх}$.

В данной схеме ФСУ угол управления зависит от величины α_n , отсчитываемой от момента времени выполнения условия $X_c(t) = 0$ до одного из фронтов, например, заднего сигнала $Y(t)$ (см. табл. 4.5, рис. 2 б).

Рассмотрим интегрирующее ФСУ замкнутого типа с синхронизацией со стороны РЭ [8, 97, 261]. ФСУ содержит (см. табл. 4.5, рис. 3) РП на базе сумматоров $\Sigma 1$, $\Sigma 2$, интегратора И с постоянной времени $T_{и2}$, релейного элемента РЭ с безгистерезисной характеристикой и генератора пилообразного напряжения ГПН, формирующего сигнал ведущей развертывающей функции, синхронизированного с напряжением сети. Канал, образованный пропорциональным звеном ПЗ с коэффициентом $k_{вх}$, служит для коррекции динамических характеристик ФСУ [75, 270].

Рассмотрим вначале работу ФСУ при отсутствии контура $k_{вх}$, когда выходной сигнал $Y_{и1}(t)$ ГПН подается непосредственно на вход РЭ и приводит к модуляции его порога переключения по закону ведущей развертывающей функции $Y_{и1}(t)$, которая в течение заданного интервала дискретизации T_0 достигает амплитуды $A_{ГПН} = X_0 \cdot T_0 / T_{и1}$ (см. табл. 4.5, рис. 4 а), где X_0 , T_0 – источник опорного напряжения и период ГПН соответственно; $T_{и1}$ – постоянная времени интегрирования, определяющая темп нарастания ведущей развертки $Y_{и1}(t)$, причем $T_{и2} > 2,0 \cdot T_{и1} \cdot |A/X_0|$. Здесь $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ.

При включении ФСУ и отсутствии входного сигнала $X_{вх}$ система переходит в режим вынужденных колебаний с частотой сигнала ГПН $(T_0)^{-1}$ (сети), а интервалы t_{2n-1} , t_{2n} развертывающего преобразования формируются

как результат последовательного взаимодействия ведущего $Y_{и1}(t)$ и ведомого $Y_{и2}(t)$ с выхода интегратора И сигналов развертки (см. табл. 4.5, рис. 4 а). В результате, по истечении определенного числа периодов выходных импульсов $Y(t)$ РЭ, определяемого соотношением постоянных времени $T_{и1}$ и $T_{и2}$, их среднее значение $Y_0 = -A(t_{2n} - t_{2n-1})/T_0$ при $X_{вх} = 0$ достигает нулевого уровня (см. табл. 4.5, рис. 4 б), а коэффициент заполнения импульсов $\gamma = t_{2n-1}/T_0$ равен 0,5. При этом развертка $Y_{и2}(t)$ (см. табл. 4.5, рис. 4 а) смещается относительно «нуля» на нормированную величину $\Delta\bar{Y}_{и} = \Delta Y_{и} / A = 0,25T_0 \cdot (1 + 2\bar{T}_{и2})/T_{и2}$, где $\bar{T}_{и2} = |(T_{и2} \cdot X_0)/(T_{и1} \cdot A)|$ – относительное значение постоянной времени интегрирования интегратора И.

При подаче входного сигнала $X_{вх} > 0$ происходит последовательное смещение ведомой развертки $Y_{и2}(t)$ в направлении, противоположном знаку $X_{вх}$ (см. п. 2.1, табл. 2.2, рис. 2 а, б). Это приводит к изменению коэффициента заполнения импульсов $\gamma = t_{2n-1}/T_0$ на выходе РЭ и, соответственно, угла управления силовыми ключами ВП. Следует также отметить, что среднее значение Y_0 импульсов $Y(t)$ за интервал дискретизации T_0 в установившемся режиме пропорционально величине $X_{вх}$ (см. п. 2.1, табл. 2.2, рис. 2 в).

Системы уравнений (1) и (2), табл. 4.5, связывающие временные параметры выходных импульсов с величиной входной сигнала, получены на основе диаграмм сигналов для данных классов устройств при условии, что коэффициенты передачи по информационному и синхронизирующему входам равны единице.

Для замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ (см. табл. 4.5, рис. 3) регулировочная характеристика $\alpha_n = f(\bar{X}_{вх})$ является линейной (рис. 4.8 а) и определяется из выражения

$$\alpha_n = (180 \text{ эл. град} \cdot t_{2n-1})/T_0 = 90 \text{ эл. град} \cdot (1 - \bar{X}_{вх}), \quad (4.12)$$

где α_n – угол управления силовым ключом ВП в установившемся режиме.

Уравнение (4.12) остается справедливым и при изменении частоты пилообразного напряжения $(T_0)^{-1}$, а, значит, и частоты напряжения сети $(T_c)^{-1}$, так как данное отклонение вводится в замкнутый контур со стороны РЭ и полностью отрабатывается интегратором в прямом канале регулирования. В результате этого замкнутое интегрирующее ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ обеспечивает адаптацию угла управления α_n по отношению к частоте напряжения сети, что выгодно отличает его от разомкнутых ФСУ

как с «вертикальным» (см. рис. 4.4), так и «горизонтальным» (см. табл. 4.2, рис. 1, 3) принципами управления. Поэтому основной областью применения замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ следует считать силовые ВП, питание которых осуществляется от автономных источников (дизель – и ветро-генераторных станций), либо от систем электроснабжения ограниченной мощности, характеризующихся широким диапазоном изменения частоты напряжения сети.

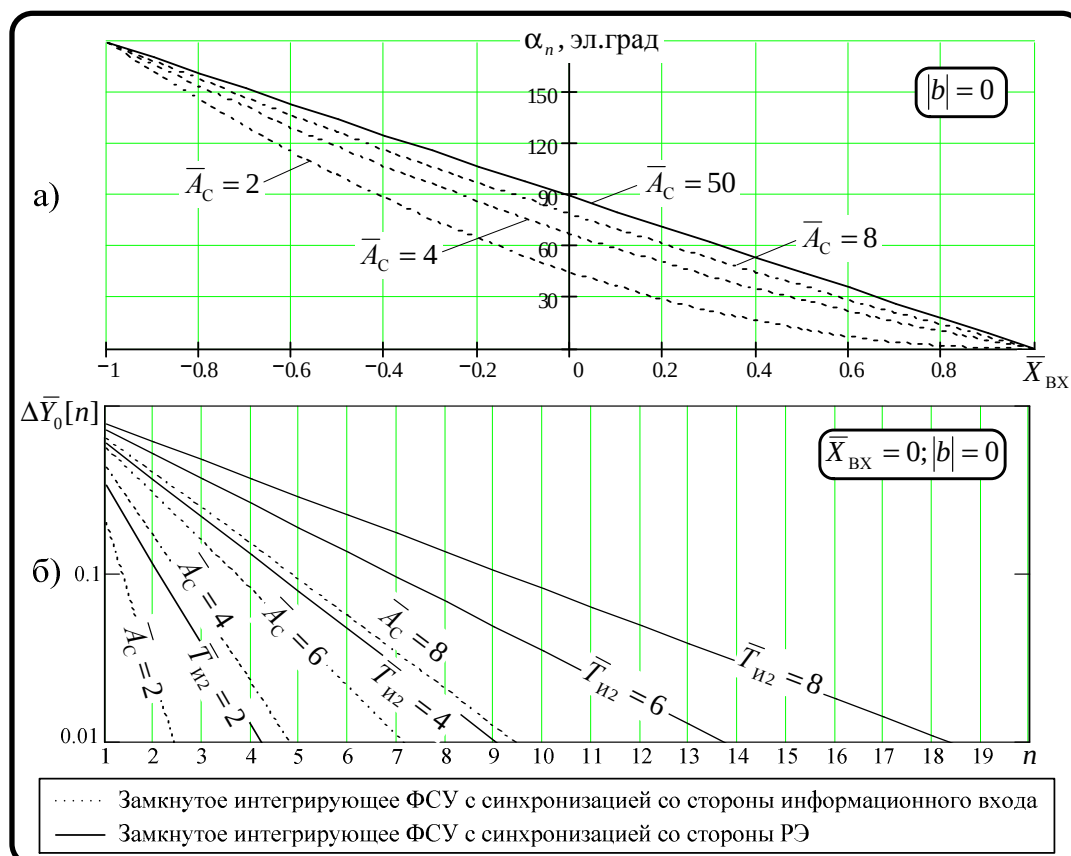


Рис. 4.8. Регулировочные (а) и динамические (б) характеристики замкнутых интегрирующих ФСУ

Регулировочные характеристики $\alpha_n = f(\bar{X}_{BX})$ для замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа (см. табл. 4.5, рис. 1), полученные на основании решения системы уравнений (1), табл. 4.5, являются нелинейными (см. рис. 4.8 а) и зависят от глубины синхронизирующего воздействия $\bar{A}_C = |A_C/A|$. При $\bar{A}_C > 8,0$ характеристики становятся практически линейными, а при $\bar{A}_C = 50$ регулировочная характеристика полностью совпадает с характеристикой для замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ.

Отличительной особенностью замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа (см. табл. 4.5, рис. 1) является то, что в СИФУ оно может выполнять одновременно роль как устройства синхронизации, так и фазосдвигающего устройства, что в значительной степени позволяет упростить конструкцию системы управления и повысить степень ее помехоустойчивости к помехам со стороны сети и информационного входа за счет наличия интегратора в прямом канале регулирования и замкнутого характера структурной схемы.

Необходимо также отметить, что в замкнутых ФСУ в переходном процессе, вызванном изменением $X_{ВХ}$, существует ошибка $\Delta Y_0[1], \Delta Y_0[2] \dots \Delta Y_0[n]$ равная разности между заданным $Y_C \equiv X_{ВХ}$ и реальными $Y_0[1], Y_0[2] \dots Y_0[n]$ уровнями среднего значения импульсов $Y(t)$ за соответствующий интервал дискретизации $T_{0,1}, T_{0,2} \dots T_{0,n}$. Величина этой ошибки с ростом номера интервала дискретизации n стремится к нулю (см. табл. 4.5, рис. 2 б, 4 б).

Время переходного процесса $t_{п.п.} = n \cdot T_{0,n}$ в ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа зависит от глубины синхронизирующего воздействия $\bar{A}_C = |A_C / A|$, а в ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ – от отнесенной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{и2} = |(T_{и2} \cdot X_0) / (T_{и1} \cdot A)|$. Так, например, для замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа время переходного процесса при $\bar{A}_C = 4,0$ примерно составляет $5T_{0,n}$ (см. рис. 4.8 б), а для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ при $\bar{T}_{и2} = 4,0 - 9T_0$, когда абсолютная ошибка среднего значения импульсов на выходе ФСУ $\Delta \bar{Y}_0[n] = |\bar{Y}_C - \bar{Y}_0[n]|$ не превышает значения 1,0 %.

Таким образом, замкнутые интегрирующие ФСУ, по сравнению с разомкнутыми, обладают более низким быстродействием, что следует отнести к числу основных недостатков устройств данного класса.

Результаты исследований, проведенные на основании компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*, для замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа показали, что на вид регулировочных характеристик сильное влияние оказывает не только глубина синхронизации $\bar{A}_C$ (см. рис. 4.8 а), но и собственная час-

тота автоколебаний $(T_0)^{-1} = (4\bar{b}T_{\text{и}})^{-1}$, а также форма синхронизирующего сигнала (табл. 4.6).

Анализ характеристик, представленных в табл. 4.6, позволяет сделать следующие выводы:

➤ Регулировочные характеристики замкнутого интегрирующего ФСУ, синхронизированного со стороны информационного входа как прямоугольным, так и гармоническим сигналами, при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ и $T_{\text{с}} = T_0$, когда нормированное значение периода собственных автоколебаний РП $\bar{T}_0 = T_0/T_{\text{с}} = 1,0$, всегда проходят через $\alpha = 90$ эл. град (см. табл. 4.6, рис. 1–2), а при $\bar{T}_0 < 1,0$ смещаются ниже (см. табл. 4.6, рис. 3–6). Так, например, при синхронизации прямоугольным сигналом, $\bar{A}_{\text{с}} = 2,0$, $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ и $\bar{T}_0 = 0,1$ угол управления составляет $\alpha \approx 50$ эл. град (см. табл. 4.6, рис. 3), а при синхронизации гармоническим сигналом и тех же параметрах – $\alpha \approx 45$ эл. град (см. табл. 4.6, рис. 4).

➤ При $\bar{T}_0 = 1,0$ и внешней синхронизации как прямоугольным, так и гармоническим сигналами происходит уменьшение диапазона регулирования угла управления (см. табл. 4.6, рис. 1–2). Так, например, при $\bar{A}_{\text{с}} = 2,0$ и синхронизации прямоугольным сигналом диапазон регулирования составляет $50 \leq \alpha \leq 175$ эл. град (см. табл. 4.6, рис. 1), а при $\bar{A}_{\text{с}} = 2,0$ и синхронизации гармоническим сигналом – $60 \leq \alpha \leq 175$ эл. град (см. табл. 4.6, рис. 1). В противном случае при уровнях входного сигнала $\bar{X}_{\text{вх}}$, близкий к единице, система выпадает из режима внешней синхронизации, когда частота импульсов на выходе ФСУ $(T_{0,n})^{-1}$ становится в два или более раз меньше по сравнению с частотой синхронизирующего воздействия $(T_{\text{с}})^{-1}$ (рис. 4.9 а, б). Поэтому оптимальным значением параметра $\bar{T}_0 = T_0/T_{\text{с}}$, когда в системе обеспечивается максимально возможный диапазон регулирования угла управления, при синхронизации прямоугольным сигналом следует считать диапазон $0,01 \leq \bar{T}_0 \leq 0,1$ (см. табл. 4.6, рис. 4, 6), причем не зависимо от уровня $\bar{A}_{\text{с}}$.

➤ При синхронизации ФСУ гармоническим сигналом и малых значениях $\bar{T}_0$, например, при $\bar{T}_0 = 0,01$, а также уровне синхронизации, лежащем в диапазоне $2,0 \leq \bar{A}_{\text{с}} \leq 4,0$, и $|\bar{X}_{\text{вх}}| > 0,3$ в замкнутой системе возникают высокочастотные переключения РЭ с частотой собственных автоколебаний РП в режиме ЧШИМ (см. рис. 4.9 в). Это происходит из-за того, что низко-

Таблица 4.6

Регулировочные характеристики замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа

Синхронизация прямоугольным сигналом

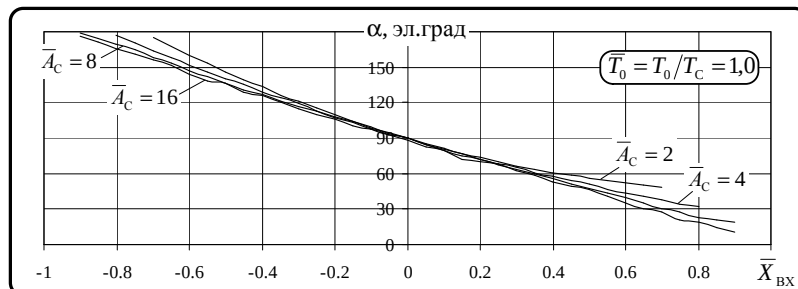


Рис. 1

Синхронизация гармоническим сигналом

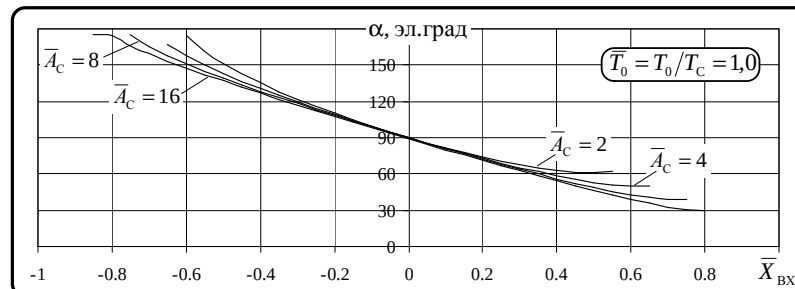


Рис. 2

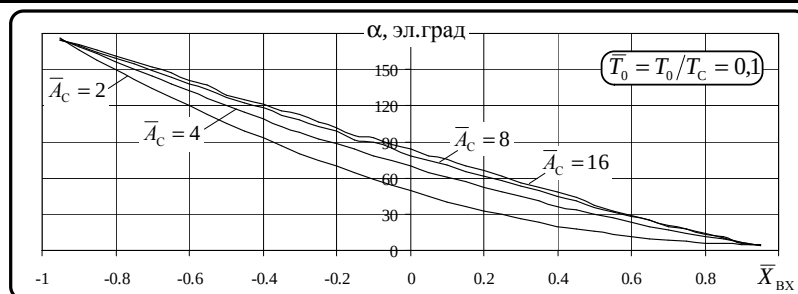


Рис. 3

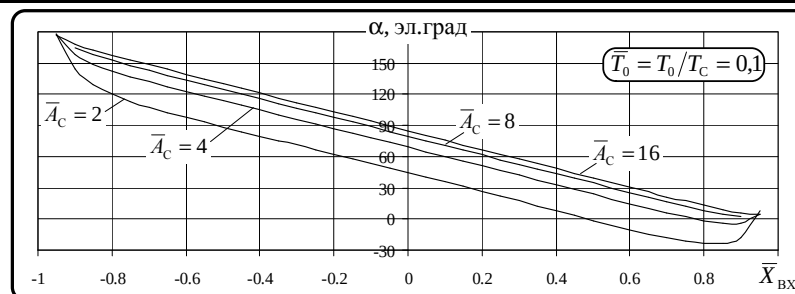


Рис. 4

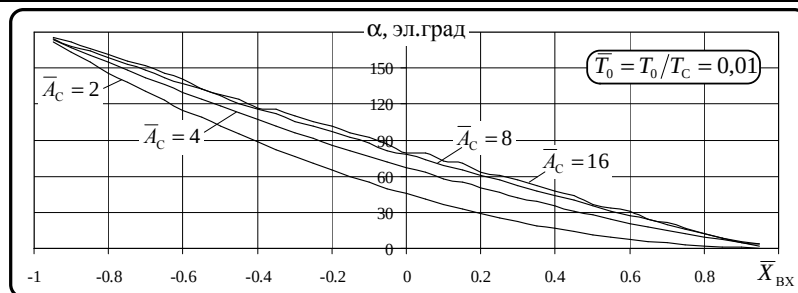


Рис. 5

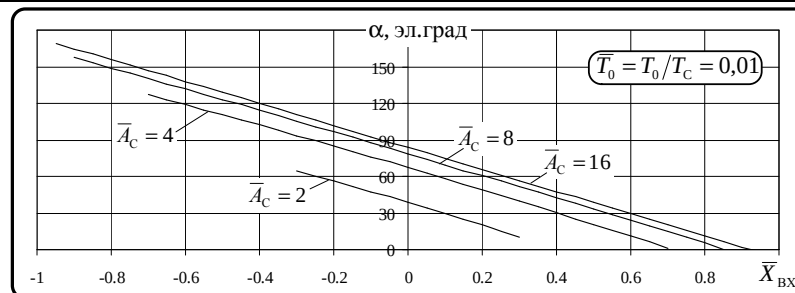


Рис. 6

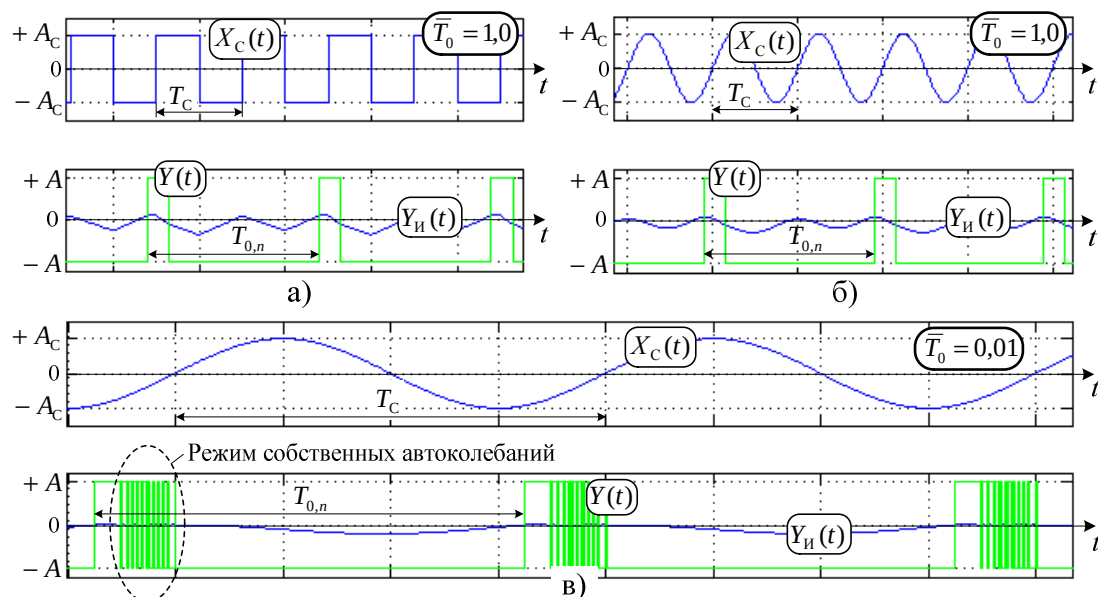


Рис. 4.9. Временные диаграммы сигналов замкнутого интегрирующего ФСУ со стороны информационного входа при $\bar{A}_C = 2,0$, $\bar{X}_{BX} = 0,75$ и синхронизации прямоугольным (а) и гармоническим (б, в) сигналами

частотный гармонический сигнал синхронизации $X_c(t)$ при переходе через нулевой уровень имеет малую производную. Поэтому оптимальным значением $\bar{T}_0 = T_0/T_c$, когда в системе обеспечивается максимально возможный диапазон регулирования угла управления, при синхронизации гармоническим сигналом следует считать значение $\bar{T}_0 = 0,1$ (см. табл. 4.6, рис. 2, 4, 6), причем не зависимо от уровня $\bar{A}_C$.

➤ Таким образом, замкнутое интегрирующее ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа не обеспечивает адаптацию угла управления α силовыми тиристорами как по отношению к частоте $(T_c)^{-1}$, так и амплитуде A_c внешнего синхронизирующего воздействия, что следует отнести к числу его основных недостатков. Здесь следует напомнить, что адаптация угла управления к частоте сети легко может быть достигнута за счет введения в схему блока коррекции частоты БКЧ (см. п. 3.4.1, табл. 3.7).

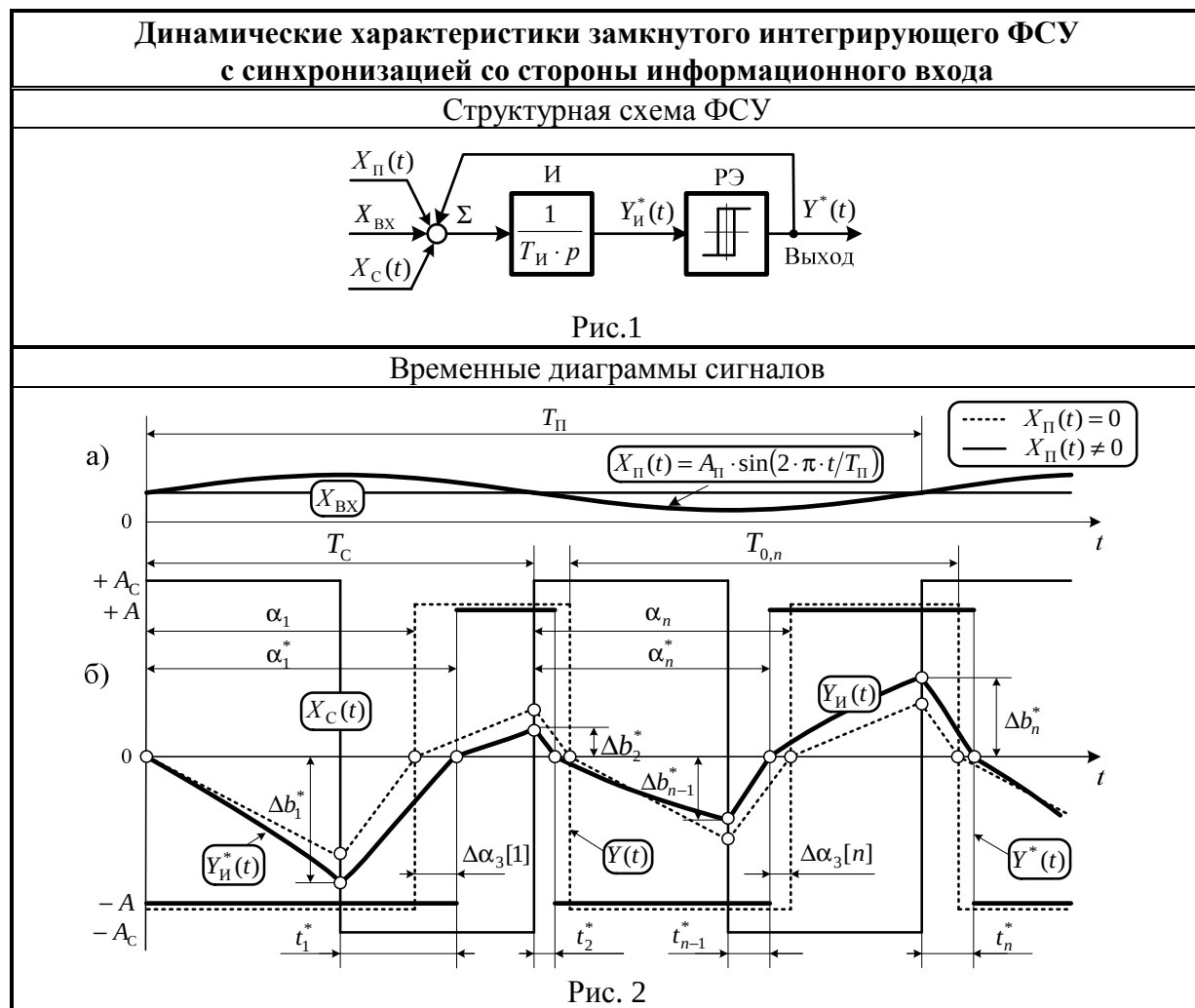
Анализ динамических характеристик замкнутых интегрирующих ФСУ по отношению к гармоническому сигналу помехи со стороны информационного входа проведен в соответствии с методикой, изложенной в п. 2.2.1, рис. 2.4, и представлен в табл. 4.7–4.8 [75, 93, 261].

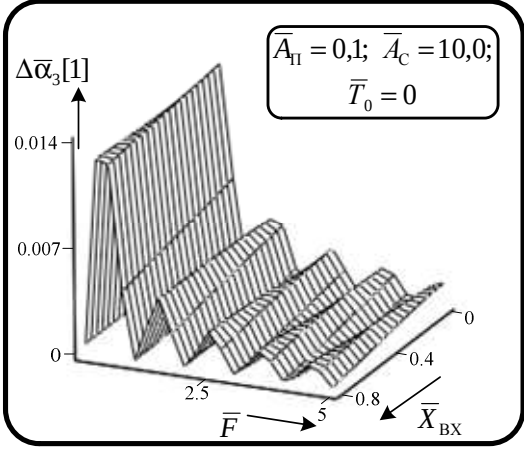
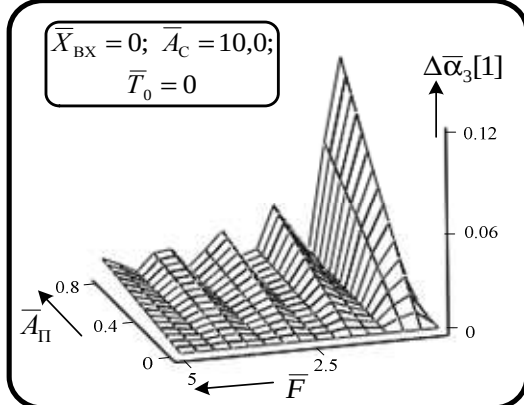
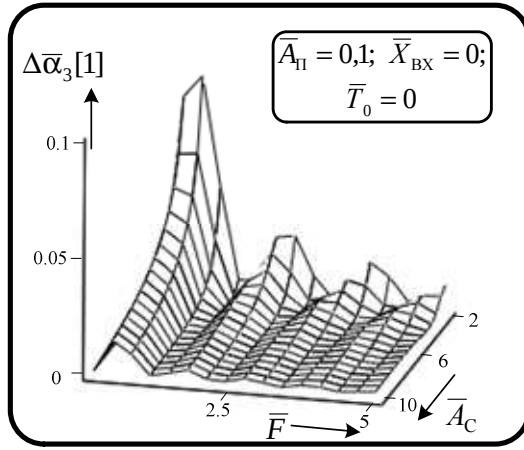
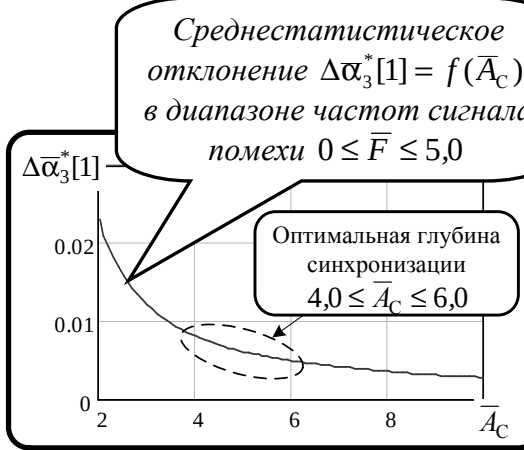
При анализе были приняты следующие допущения: 1) коэффициенты передачи по информационному и синхронизирующему входам равны единице; 2) суммарный входной сигнал $X_{BX} + X_{П}(t)$ прикладывается на вход

ФСУ в момент времени t_0^* , совпадающим с началом очередного цикла разvertyвающего преобразования (см. табл. 4.7–4.8, рис. 2); 3) пороги переключения РЭ в замкнутом интегрирующем ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа $\pm b = 0$, а его синхронизация осуществляется от внешнего периодического воздействия $X_C(t)$, представляющего собой прямоугольные биполярные импульсы с амплитудой $\pm A_C$ (см. табл. 4.7, рис. 2 б).

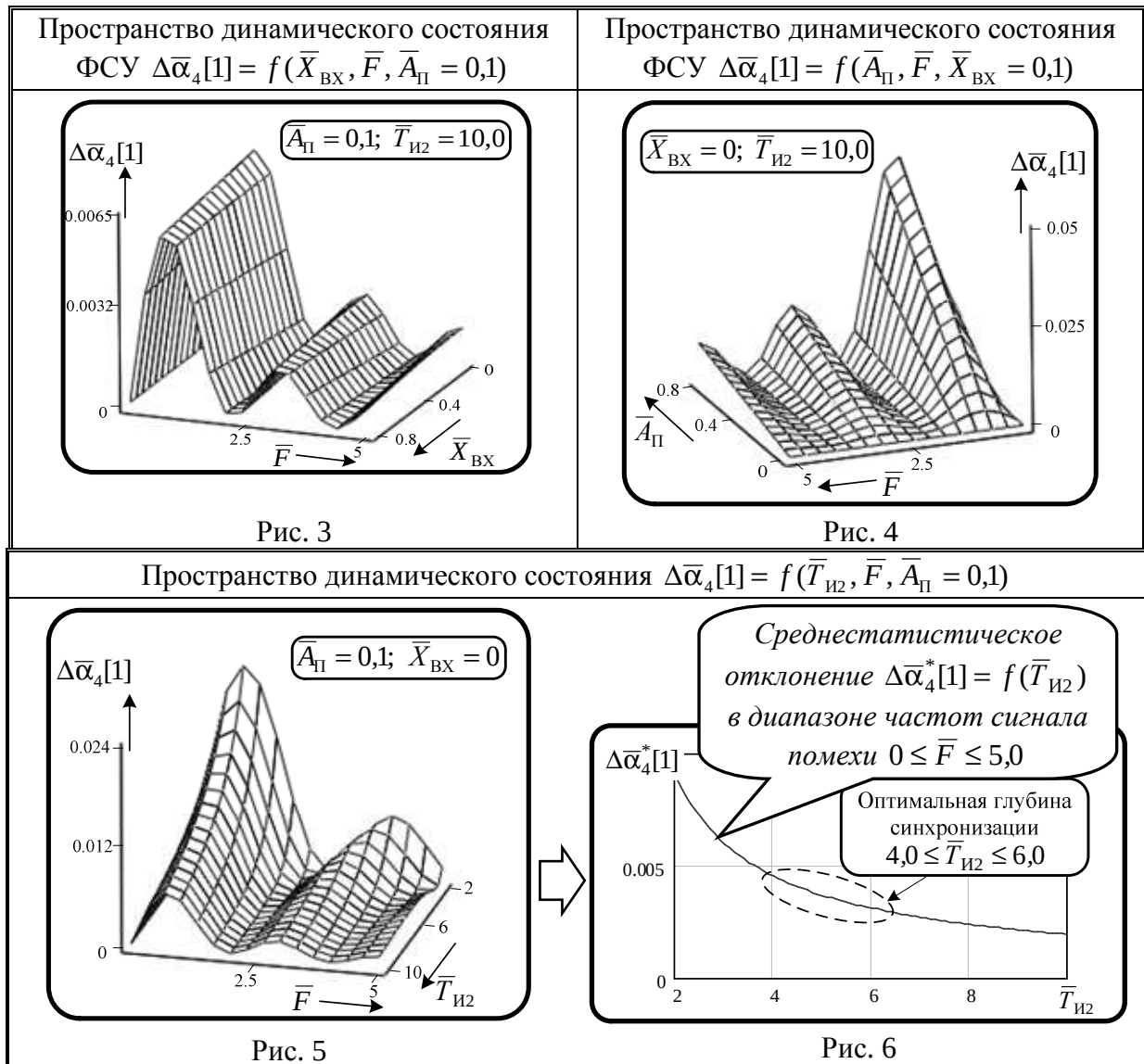
Системы уравнений (1), табл. 4.7–4.8 получены на основе временных диаграмм сигналов замкнутых ФСУ (см. табл. 4.7–4.8, рис. 2). Решение представлено в виде пространств динамического состояния ФСУ $\Delta\bar{\alpha}_{3..4}[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$, $\Delta\bar{\alpha}_{3..4}[1] = f(\bar{A}_{\Pi}, \bar{F}, \bar{X}_{\text{ВХ}} = 0,1)$, $\Delta\bar{\alpha}_3[1] = f(\bar{A}_C, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$, $\Delta\bar{\alpha}_4[1] = f(\bar{T}_{\text{ИЗ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 4.7–4.8, рис. 3–5).

Таблица 4.7



Исходная система уравнений (1)	
$t_n^* = \frac{(\bar{A}_C - (-1)^n \cdot \bar{X}_{BX} - 1) \cdot (0,5 \cdot T_C - t_{n-1}^*) - (-1)^n \cdot \frac{\bar{A}_\Pi \cdot T_C}{\pi \cdot \bar{F}} \cdot \left[\sin\left(\pi \cdot \bar{F} \cdot \left\langle \frac{t_{n-1}^*}{T_C} + \right. \right. \right.}{\bar{A}_C + (-1)^n \cdot \bar{X}_{BX} + 1} \rightarrow$ $\left. \left. \left. + n - 0,5 \right) \right] \cdot \sin\left(\pi \cdot \bar{F} \cdot \left\langle 0,5 - \frac{t_{n-1}^*}{T_C} \right\rangle\right) + \sin\left(\pi \cdot \bar{F} \cdot \left\langle \frac{t_n^*}{T_C} + n \right\rangle\right) \cdot \sin\left(\pi \cdot \bar{F} \cdot \frac{t_n^*}{T_C}\right) \right] ; \quad (1)$ $\rightarrow$ $\alpha_n^* = 0,5 \cdot T_C + t_{2n-1}^*; \alpha_n = 0,5 \cdot T_C + t_{(2n-1)\bar{A}_\Pi=0}^*; t_0^* = 0; \bar{A}_C = A_C/A ; \bar{F} = T_C/T_\Pi;$ $\Delta\bar{\alpha}_3[n] = 1 - \alpha_n^* / \alpha_n ; n = 1, 2, 3, \dots; \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; \bar{A}_\Pi = A_\Pi/A .$	
Пространство динамического состояния ФСУ $\Delta\bar{\alpha}_3[1] = f(\bar{X}_{BX}, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$	Пространство динамического состояния ФСУ $\Delta\bar{\alpha}_3[1] = f(\bar{A}_\Pi, \bar{F}, \bar{X}_{BX} = 0,1)$
	
Рис. 3	Рис. 4
Пространство динамического состояния $\Delta\bar{\alpha}_3[1] = f(\bar{A}_C, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$	
	
Рис. 5	Рис. 6

Динамические характеристики замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны релейного элемента	
Структурная схема ФСУ	
Рис. 1	
Временные диаграммы сигналов	
Рис. 2	
Исходная система уравнений (1)	
$ \begin{cases} \overline{\Delta b_{2n-1}^*} \cdot T_{И2} - \frac{\overline{A_{П}} T_0}{\pi \overline{F}} \cdot \sin \left(\pi \overline{F} \cdot \left\langle 2(n-1) + \frac{t_{2n-1}^*}{T_0} \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\pi \overline{F} \cdot \frac{t_{2n-1}^*}{T_0} \right); \\ t_{2n-1}^* = \frac{1 + \overline{X}_{ВХ} + \overline{T}_{И2}}{1 + \overline{X}_{ВХ} + \overline{T}_{И2}}; \\ t_{2n}^* = T_0 - t_{2n-1}^*; \overline{\Delta b_1^*} = 0,5 T_0 \cdot (1 + \overline{T}_{И2}) / T_{И2}; \overline{\Delta b_{2n}^*} = (t_{2n-1}^* \cdot \overline{X}_0) / T_{И1}; \\ \Delta \overline{\alpha}_4[n] = \left 1 - t_{2n-1}^* / t_{(2n-1)} \right _{\overline{A_{П}}=0}; n=1, 2, 3, \dots; T_{И1} = X_0 T_0 / A_{ГПН}; \overline{X}_0 = X_0 / A ; \\ \overline{\Delta b_{2n-1}^*} = \overline{\Delta b_{2(n-1)}^*} + \frac{1}{T_{И2}} \cdot \left[(1 - \overline{X}_{ВХ}) \cdot t_{2n-2}^* - \frac{\overline{A_{П}} T_0}{\pi \overline{F}} \cdot \sin \left(\pi \overline{F} \cdot \left\langle 2n-2 + \frac{t_{2n-2}^*}{T_0} \right\rangle \right) \cdot \sin \left(\pi \overline{F} \cdot \frac{t_{2n-2}^*}{T_0} \right) \right]; \\ \overline{X}_{ВХ} = X_{ВХ} / A ; \overline{A_{П}} = A_{П} / A ; \overline{F} = T_0 / T_{П}; \overline{\Delta b_i^*} = \Delta b_i^* / A ; \overline{T}_{И2} = (T_{И2} \cdot X_0) / (T_{И1} \cdot A). \end{cases} \quad (1) $	



Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

➤ Частотная область « $\bar{F}$ » замкнутых ФСУ, как и любой другой импульсной системы, делится на область достоверной передачи информации и область частот замедленной дискретизации, границей раздела которых является первый максимум пространств $\Delta\bar{\alpha}_3[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{П}} = 0,1)$ и $\Delta\bar{\alpha}_4[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\text{П}} = 0,1)$ (см. табл. 4.7–4.8, рис. 3).

➤ В ОЗД с ростом нормированной частоты $\bar{F}$ сигнала помехи $X_{\text{П}}(t)$ относительные ошибки $\Delta\bar{\alpha}_3[1]$ и $\Delta\bar{\alpha}_4[1]$ уменьшаются (см. табл. 4.7–4.8, рис. 3), что является признаком, присущим ФСУ интегрирующего типа, характеризуя их повышенную помехоустойчивость.

➤ Величины $\Delta\bar{\alpha}_3[1]$ и $\Delta\bar{\alpha}_4[1]$ практически не зависят от $\bar{X}_{\text{вх}}$, особенно при значительных уровнях $\bar{A}_C$ сигнала внешней синхронизации (см. табл. 4.7, рис. 3) и относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{и2}}$ (см. табл. 4.8, рис. 3), что является прямым следствием замкнутого характера структур ФСУ и наличия интегратора в прямом канале регулирования. Данное обстоятельство является существенным преимуществом замкнутых интегрирующих ФСУ по сравнению с разомкнутыми системами аналогичного функционального назначения (см. табл. 4.2), для которых ошибка угла управления силовым ключом ВП уменьшается с ростом входного воздействия (см. табл. 4.3, рис. 3).

➤ Уровень $\Delta\bar{\alpha}_3[1]$ и $\Delta\bar{\alpha}_4[1]$ возрастает с ростом амплитуды $\bar{A}_{\text{п}}$ сигнала помехи (см. табл. 4.7–4.8, рис. 4). Максимальная ошибка $\Delta\bar{\alpha}_3[1] \cong 12\%$ для ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа и $\Delta\bar{\alpha}_4[1] \cong 5\%$ для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ наблюдается на границе ОДП и ОЗД при $\bar{A}_{\text{п}} = 0,8$. Причем уровень этих ошибок соответственно в 3 и 6 раз меньше по сравнению с разомкнутым ФСУ с одной функциональной разверткой (см. табл. 4.3, рис. 4), что еще раз дополнительно подтверждает повышенную помехоустойчивость замкнутых интегрирующих ФСУ (см. табл. 4.7–4.8, рис. 1).

➤ С ростом амплитуды $\bar{A}_C$ синхронизирующего воздействия и относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{и2}}$ значения $\Delta\bar{\alpha}_3[1]$ и $\Delta\bar{\alpha}_4[1]$ уменьшаются как в ОДП, так и в ОЗД (см. табл. 4.7–4.8, рис. 5). Это свидетельствует о росте инерционности замкнутых ФСУ (см. п. 3.4.1, рис. 3.15, п. 2.2.4, рис. 2.9 а).

➤ Для определения области оптимальных значений $\bar{A}_C$ и $\bar{T}_{\text{и2}}$ воспользуемся среднестатистическими характеристиками $\Delta\bar{\alpha}_3^*[1] = f(\bar{A}_C)$ и $\Delta\bar{\alpha}_4^*[1] = f(\bar{T}_{\text{и2}})$ в диапазоне частот сигнала помехи $0 \leq \bar{F} \leq 5,0$ (см. табл. 4.7–4.8, рис. 6), из которых следует, что увеличение глубины синхронизирующего воздействия выше $\bar{A}_C \geq 6,0$ и $\bar{T}_{\text{и2}} \geq 6,0$ не дает ощутимых результатов по снижению среднестатистических ошибок $\Delta\bar{\alpha}_3^*[1]$ и $\Delta\bar{\alpha}_4^*[1]$. В то же время при $\bar{A}_C < 4,0$ и $\bar{T}_{\text{и2}} < 4,0$ величины $\Delta\bar{\alpha}_3^*[1]$, $\Delta\bar{\alpha}_4^*[1]$ резко возрастают.

➤ Таким образом, при увеличении параметров $\bar{A}_C$ и $\bar{T}_{\text{и2}}$ возрастает помехоустойчивость замкнутых интегрирующих ФСУ, но одновременно снижается их быстродействие. Поэтому с учетом ЛАЧХ (см. п. 3.4.1, рис. 3.15,

п. 2.2.4, рис. 2.9 а) областью оптимального значения амплитуды синхронизирующего воздействия для ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа является зона с пределами $3,0 \leq \bar{A}_C \leq 5,0$, а для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ – область $2,1 \leq \bar{T}_{и2} \leq 3,0$, когда разрешается компромисс между помехоустойчивостью ФСУ и его быстродействием.

Для ослабления зависимости полосы пропускания ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ от параметра $\bar{T}_{и2}$ (см. п. 2.2.4, рис. 2.9 а) может быть использован метод коррекции [75, 270], основанный на «вертикальном» смещении ведущей развертки $Y_{и1}(t)$ в функции входного сигнала ФСУ путем введения в его структуру пропорционального звена ПЗ с коэффициентом передачи $k_{ВХ}$ (см. табл. 4.5, рис. 3).

Тогда при подаче сигнала $X_{ВХ}$ (рис. 4.10 а) происходит сдвиг сигнала $Y_{и1}(t)$ на величину $\Delta Y_{и1} = k_{ВХ} \cdot X_{ВХ}$ (см. рис. 4.10 б), и ведомая развертывающая функция $Y_{и2}(t)$ фактически за один интервал дискретизации выходных импульсов РЭ (см. рис. 4.10 в) выходит на заданную траекторию движения, что при отсутствии коэффициента $k_{ВХ}$ достигается только через определенное число периодов $n \cdot T_0$ сигнала $Y(t)$, зависящее от $\bar{T}_{и2}$ (см. рис. 4.8 б).

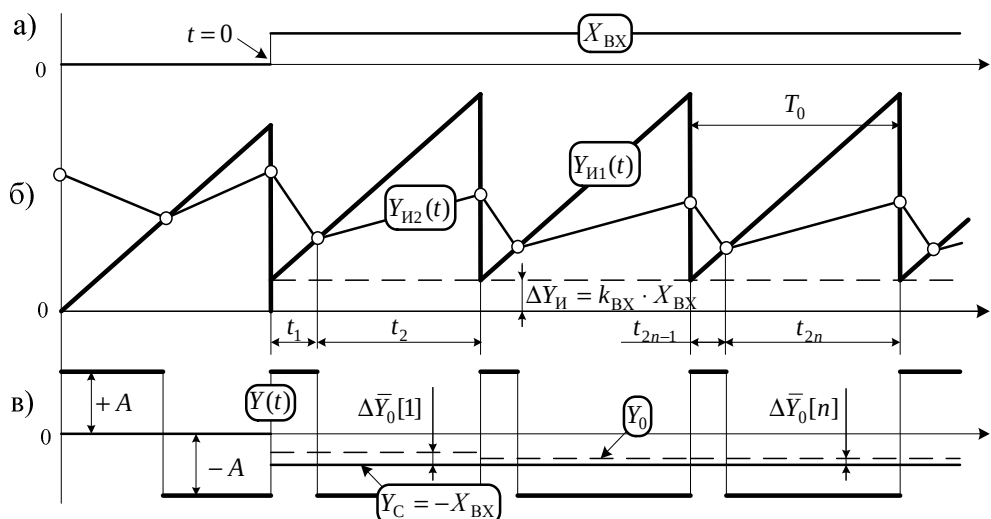


Рис. 4.10. Временные диаграммы сигналов замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией по входу РЭ и амплитудной коррекцией динамических характеристик

На рис. 4.11 представлены ЛАЧХ замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ с учетом контура амплитудной коррекции, снятые согласно методики, представленной в п. 2.2.1, рис. 2.5, с использованием математического пакета *MatLab+Simulink*.

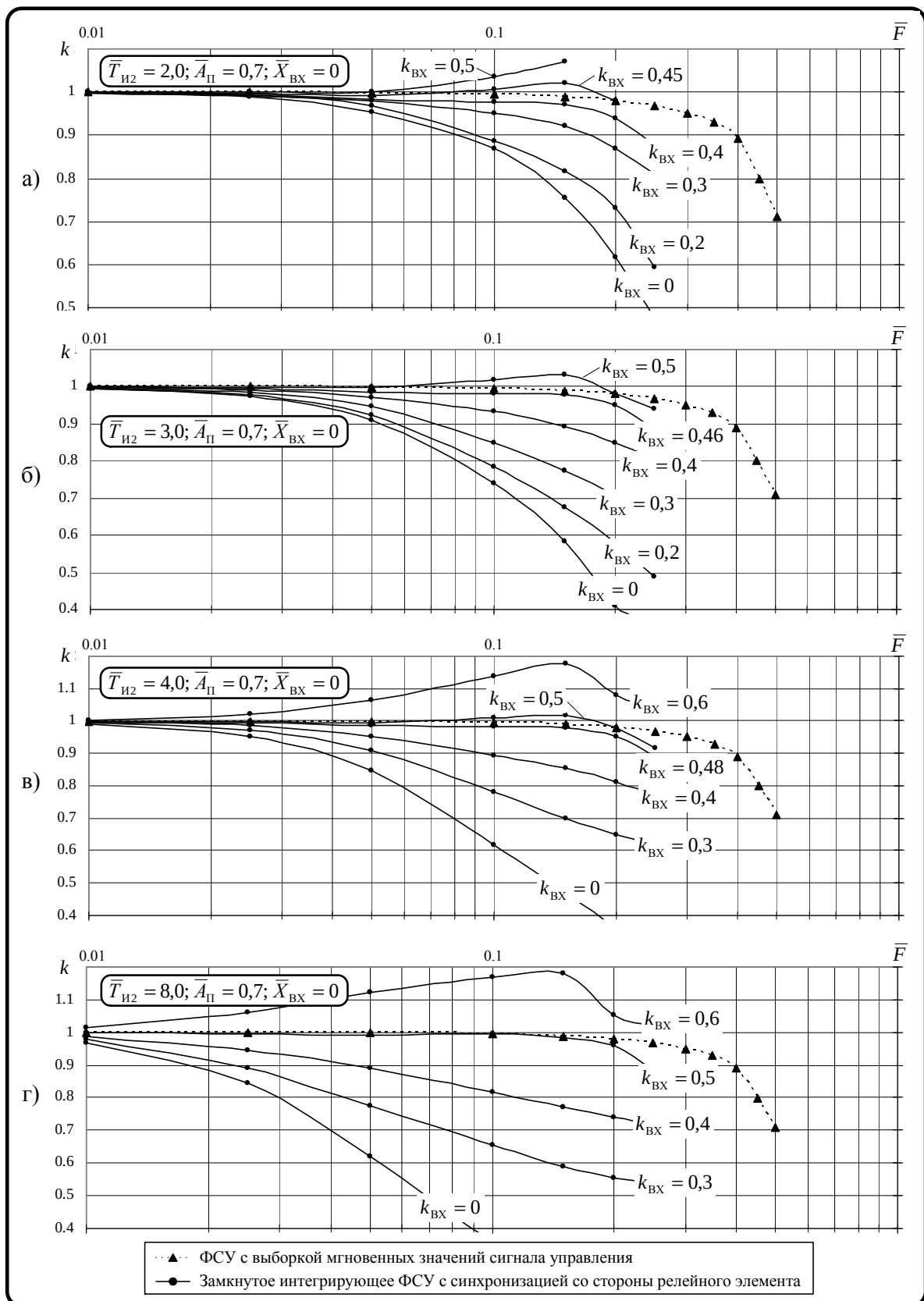


Рис. 4.11. ЛАЧХ замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны релейного элемента с учетом контура амплитудной коррекции при различных значениях относительной постоянной времени интегрирования:

$\bar{T}_{и2} = 2,0$ (а); $\bar{T}_{и2} = 3,0$ (б); $\bar{T}_{и2} = 4,0$ (в); $\bar{T}_{и2} = 8,0$ (г)

Анализ ЛАЧХ позволяют сделать следующие основные выводы:

➤ Динамические характеристики замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ зависят от коэффициента амплитудной коррекции $k_{\text{ВХ}}$, с ростом которого расширяется полоса пропускания устройства. Так, например, при относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{И2}} = 3,0$ и $k_{\text{ВХ}} = 0,2$ полоса пропускания составляет $\bar{F}_{\text{Ср}} \approx 0,12$, а при $k_{\text{ВХ}} = 0,4$ – увеличивается почти в три раза до значения $\bar{F}_{\text{Ср}} \approx 0,35$ (см. рис. 4.11 б). Для сравнения, в ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. рис. 4.4), который обладает наилучшим быстродействием, $\bar{F}_{\text{Ср}} = 0,5$ (см. рис. 4.11).

➤ Дальнейшее увеличение коэффициента амплитудной коррекции $k_{\text{ВХ}}$ выше значения 0,4, например, при $\bar{T}_{\text{И2}} = 3,0$, также как и при других $\bar{T}_{\text{И2}}$, приводит к перерегулированию, когда коэффициент передачи k ФСУ становится больше единицы (см. рис. 4.11), а в замкнутом интегрирующем ФСУ возникают ложные переключения РЭ.

➤ При увеличении относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{\text{И2}}$ и постоянных значениях $k_{\text{ВХ}}$ происходит уменьшение коэффициента передачи k в ФСУ (см. рис. 4.11), что объясняется ростом его инерционности (см. п. 2.2.4, рис. 2.9 а).

➤ Областью оптимального значения коэффициента амплитудной коррекции для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ при $2,0 \leq \bar{T}_{\text{И2}} \leq 8,0$ следует считать зону с пределами $0,4 \leq k_{\text{ВХ}} \leq 0,5$ (см. рис. 4.11), когда достигается максимально возможная полоса пропускания ФСУ. В частности, при $\bar{T}_{\text{И2}} = 2,0$ оптимальный уровень коэффициента амплитудной коррекции составляет $k_{\text{ВХ}} = 0,4$ (см. рис. 4.11 а), при $\bar{T}_{\text{И2}} = 3,0$ – $k_{\text{ВХ}} = 0,46$ (см. рис. 4.11 б), при $\bar{T}_{\text{И2}} = 4,0$ – $k_{\text{ВХ}} = 0,48$ (см. рис. 4.11 в), а при $\bar{T}_{\text{И2}} = 8,0$ – $k_{\text{ВХ}} = 0,5$ (см. рис. 4.11 г).

➤ Таким образом, метод амплитудной коррекции является эффективным средством повышения быстродействия замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией по входу РЭ. Однако, неизбежно приводит к снижению помехоустойчивости ФСУ, так как входной сигнал, содержащий сигналпомехи, воздействует не только на вход интегратора И, но и через коэффициент $k_{\text{ВХ}}$ на вход РЭ (см. табл. 4.5, рис. 3), который, как известно,

является чувствительным к сигналам внешних помех [75, 97, 265] вследствие своего дифференцирующего характера.

Примеры технической реализации замкнутых интегрирующих ФСУ на основе аналогового и аналого-цифрового принципов, а также составляющие статической ошибки угла управления, обусловленные нелинейностью развертывающей функции и дрейфовыми параметрами интегратора, подробно рассмотрены автором в работе [75].

4.5. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗОСДВИГАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Сравнительный анализ статических характеристик ФСУ различных классов проведен с использованием регулировочных характеристик $\alpha_n = f(\bar{X}_{BX})$, рассчитанных в соответствии с выражениями (4.3), (4.5), (4.12) и зависимостей (см. табл. 4.6), полученных при помощи программы *MatLab+Simulink*.

Для объективного сравнения динамических характеристик различных классов ФСУ воспользуемся аппаратом амплитудно-частотных характеристик (см. п. 2.2.1, рис. 2.5), а также понятием среднестатистического отклонения угла управления на пространстве динамического состояния ФСУ

$$\Delta \bar{\alpha}^* [1] = \sum_{j=k}^{j=m} |\Delta \bar{\alpha} [1]|_{i,j} / (m - k + 1). \quad (4.13)$$

Сравнительная оценка ФСУ различных классов приведена в табл. 4.9, на основании которой были сделаны следующие основные выводы:

➤ Регулировочные характеристики для ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. рис. 4.4) и замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ (см. табл. 4.5, рис. 3) совпадают во всем диапазоне $\bar{X}_{BX}$ и являются линейными (см. табл. 4.9, рис. 1). Для разомкнутых интегрирующих ФСУ (см. табл. 4.2) статическая функция преобразования $\alpha_n = f(\bar{X}_{BX})$ является нелинейной с ограничением в области $\alpha_{\min}$ (см. табл. 4.9, рис. 1), что позволяет применять их только в системах управления ВП, не требующие изменения угла управления в широком диапазоне. Для замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа (см. табл. 4.5, рис. 1) регулировочные характеристики проходят ниже по сравнению с ФСУ с выборкой мгновенных зна-

Таблица 4.9

Сравнительный анализ статических и динамических характеристик ФСУ

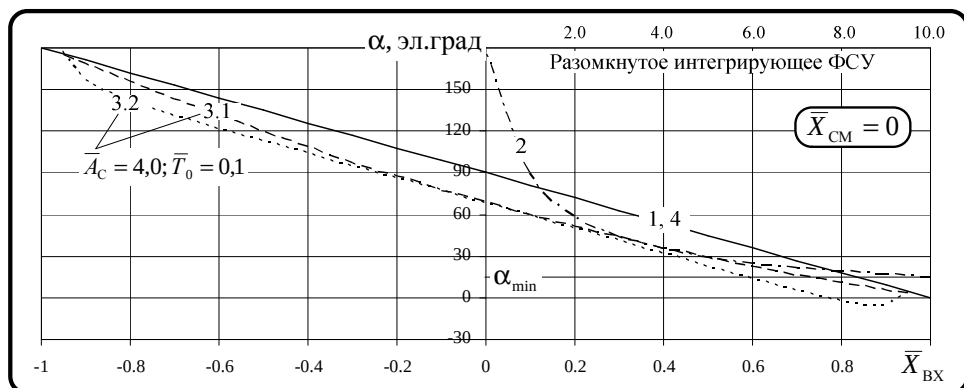
Регулировочные характеристики $\alpha_n = f(\bar{X}_{\text{BX}})$ 

Рис. 1

Логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ)

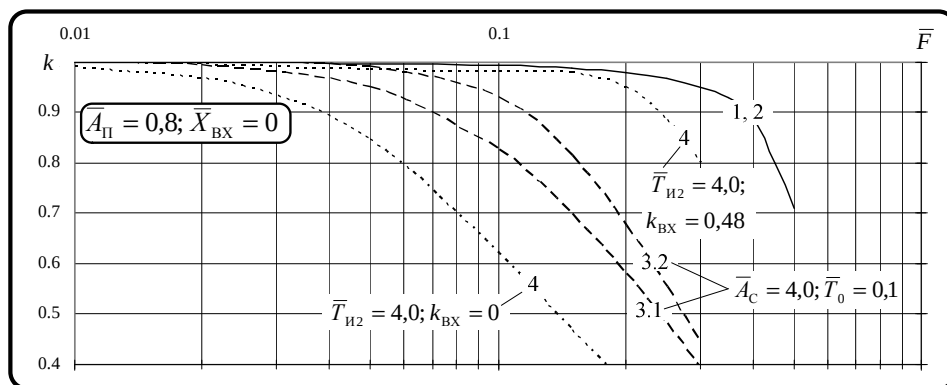


Рис. 2

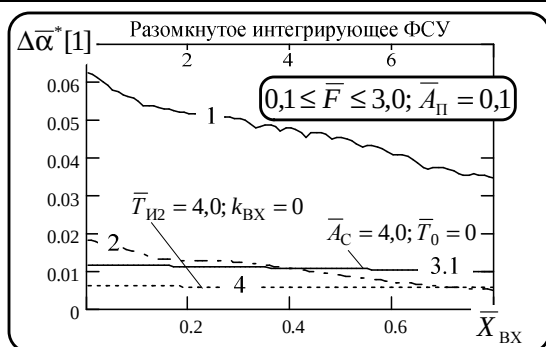
Среднестатистическое отклонение угла управления $\Delta\bar{\alpha}^* [1] = f(\bar{X}_{\text{BX}})$ в результате воздействия сигнала помехи в широком частотном диапазоне $\bar{F}$ 

Рис. 3

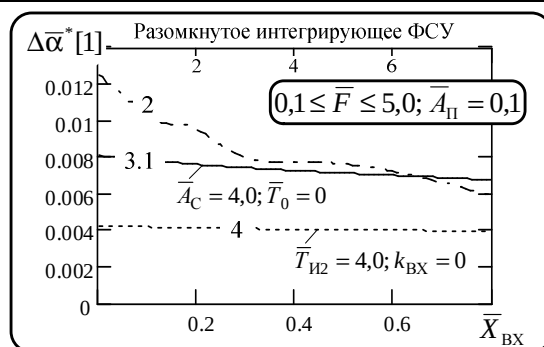


Рис. 4

- 1 – ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления («вертикальный» принцип);
- 2 – Разомкнутое интегрирующее ФСУ с одной функциональной разверткой;
- 3 – Замкнутое интегрирующее ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа (3.1 – синхронизация прямоугольными биполярными импульсами; 3.2 – синхронизация гармоническим сигналом);
- 4 – Замкнутое интегрирующее ФСУ с синхронизацией со стороны релейного элемента

чений сигнала управления и замкнутым интегрирующим ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ (см. табл. 4.9, рис. 1). На их положение сильное влияние оказывает глубина синхронизации $\bar{A}_C$, нормированное значение периода собственных автоколебаний РП $\bar{T}_0 = T_0/T_C$ и форма синхронизирующего сигнала (см. табл. 4.6), что следует отнести к числу его основных недостатков. При этом следует напомнить, что адаптивные свойства устройства к частоте напряжения сети могут быть достигнуты за счет введения в его схему блока коррекции частоты (см. п. 3.4.1, табл. 3.7).

➤ Регулировочная характеристика замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ остается неизменной при отклонениях частоты напряжения сети, что выгодно выделяет его из всех классов ФСУ и говорит о целесообразности его применения на объектах с автономными источниками электропитания ограниченной мощности.

➤ ЛАЧХ ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления и интегрирующего ФСУ с одной функциональной разверткой совпадают (см. табл. 4.9, рис. 2), так как они относятся к разряду разомкнутых устройств. При этом их граничная частота определяется из теоремы В.А. Котельникова [16] и составляет $f_{CP} = 0,5 \cdot f_0$, где f_0 – несущая частота на выходе ФСУ.

➤ Замкнутые интегрирующие ФСУ в области достоверной передачи информации ($(\bar{F} = f/f_0) \leq 0,5$) обладают свойствами, близким к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка $W(p) = 1/(T_\Sigma p + 1)$ (см. табл. 4.9, рис. 2) с эквивалентной постоянной времени $T_{\Sigma(П)} \approx 0,25 \cdot \bar{A}_C \cdot T_C$ и $T_{\Sigma(Г)} \approx (\pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C)/16$ для ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа прямоугольным и гармоническим сигналами соответственно (см. п. 3.4.1, рис. 3.15) и $T_\Sigma \approx 0,47 \cdot \bar{T}_{и2} \cdot T_0$ для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ (см. п. 2.2.4, рис. 2.9 а), что говорит о более низком быстродействии замкнутых устройств по сравнению с разомкнутыми структурами.

➤ Для расширения полосы пропускания ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ от параметра $\bar{T}_{и2}$ рекомендуется применять метод коррекции динамических характеристик. Так, например, при $\bar{T}_{и2} = 4,0$ и отсутствии контура амплитудной коррекции полоса пропускания устройства составляет

всего лишь $\bar{F}_{\text{ср}} \approx 0,08$, а при $k_{\text{вх}} = 0,48$ увеличивается в 4,3 раза (см. табл. 4.9, рис. 2).

➤ Интегрирующие ФСУ (см. табл. 4.2, 4.5) по сравнению с наиболее распространенным в системах управления ВП ФСУ «вертикального» типа (см. рис. 4.4), обладают повышенной помехоустойчивостью. Так, в диапазоне частот $0,1 \leq \bar{F} \leq 3,0$ среднестатистическое отклонение угла управления для интегрирующего ФСУ с одной функциональной разверткой при $\bar{X}_{\text{вх}} = 0$ составляет 1,8 % (см. табл. 4.9, рис. 3), что примерно в 3,5 раза меньше, чем для ФСУ «вертикального» типа.

➤ Высокая помехоустойчивость интегрирующих ФСУ зачастую позволяет исключить на информационном входе системы управления дополнительные фильтры для подавления высокочастотных помех, что имеет место в вентильных преобразователях с ФСУ «вертикального» типа. Кроме того, как уже отмечалось, для интегрирующих ФСУ (см. табл. 4.2, 4.5) отсутствуют практические ограничения по верхнему диапазону частот $\bar{F}$ сигнала помехи. В тоже время для ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления величина $\bar{F}$ не должна превышать значения частоты сигнала развертки (сети). В противном случае возникают дополнительные переключения фиксирующего элемента ФСУ (см. п. 2.2.2, рис. 2.6), приводящие к формированию ложных импульсов управления тиристорами, что может явиться причиной выхода из строя силового вентильного блока преобразователя.

➤ В диапазоне частот $0,1 \leq \bar{F} \leq 5,0$ (см. табл. 4.9, рис. 4) среднестатистическое отклонение угла управления для разомкнутого интегрирующего ФСУ с одной функциональной разверткой (см. табл. 4.2, рис. 1) составляет 1,2 % и с ростом $\bar{X}_{\text{вх}}$ снижается практически в 2 раза. Для замкнутых интегрирующих ФСУ (см. табл. 4.5) среднестатистическое отклонения угла управления практически не зависит от входного сигнала и составляет 0,8 % для ФСУ с синхронизацией по информационному входу и 0,4 % для ФСУ с синхронизацией по входу РЭ. Поэтому замкнутые ФСУ целесообразны к применению на промышленных объектах с высоким уровнем помех в каналах передачи сигнала управления, а также в электроприводах, в которых электропитание осуществляется от автономных источников, либо от систем

электропитания ограниченной мощности, характеризующиеся нестабильностью параметров напряжения сети.

ВЫВОДЫ

1. С позиции теории разветвляющихся систем впервые осуществлена классификация принципов построения фазосдвигающих устройств и основных структур для их практической реализации в аналоговой или цифровой формах. Сформулированы основные требования к ФСУ, как наиболее ответственному элементу системы управления вентильными преобразователями.

2. На основе аппарата амплитудно-частотных характеристик и полученных автором аналитических выражений с использованием метода пространства динамического состояния исследуемого объекта дан сопоставительный анализ статических и динамических характеристик принципов построения фазосдвигающих устройств различных классов для систем управления ВП, приведены конкретные рекомендации по выбору параметров схем ФСУ и определены целесообразные области их применения.

3. Показано, что базовая схема ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления, наиболее широко распространенная в силовых преобразователях отечественного и зарубежного производства, обладает низкой помехоустойчивостью в области частот, превышающей собственную частоту несущих колебаний, а также накладывает жесткие требования к стабильности параметров сети, что не позволяет использовать данное устройство в системах управления ВП, получающих питание от автономной системы электропитания или сети ограниченной мощности.

4. Анализ динамических характеристик разомкнутых интегрирующих ФСУ, проведенный для широкого частотного диапазона сигнала помехи на информационном входе, показал, что ошибка угла управления снижается с ростом частоты помехи и по мере увеличения полезной составляющей сигнала управления, что свидетельствует о повышенной помехоустойчивости данного типа устройств.

5. Установлены основные недостатки разомкнутых интегрирующих ФСУ с «горизонтальным» и «вертикальным» управлением, касающиеся ес-

тестового ограничения минимального угла управления $\alpha_{\min} > 0$ и разомкнутого характера структурной схемы. Поэтому ФСУ данного типа следует применять для управления вентильными преобразователями, которые не требуют изменения угла управления от 0 до 180 эл. град и получают питание от сети со стабильными параметрами. К числу таких систем можно отнести тиристорные регуляторы напряжения для мягкого пуска асинхронных электродвигателей, тиристорные возбудители для синхронных генераторов и двигателей постоянного тока и др.

6. Впервые предложены структуры разомкнутых интегрирующих ФСУ с двумя развертывающими функциями, обладающими повышенной помехоустойчивостью и расширенными функциональными возможностями за счет ограничения максимального угла управления непосредственно в ФСУ.

7. В результате проведенных исследований установлено, что для повышения временной и температурной стабильности характеристик разомкнутых интегрирующих фазосдвигающих устройств следует применять число-импульсные методы обработки информации, метрологические показатели которых полностью определяются способом преобразования управляющего воздействия в частоту счетных импульсов.

8. Проведен анализ погрешности дискретизации число-импульсных ФСУ и доказано, что для систем управления ВП достаточно использовать восьми разрядный двоичный код, при котором обеспечивается допустимая асимметрия угла управления в многоканальных СИФУ.

9. Впервые выполнен сравнительный анализ динамических характеристик ФСУ различных классов с использованием понятия среднестатистического угла управления на пространстве исследуемого объекта. Анализ показал, что из всех классов фазосдвигающих устройств только замкнутые интегрирующие ФСУ обеспечивают высокую помехоустойчивость со стороны информационного входа системы управления ВП.

10. Доказано, что замкнутые интегрирующие ФСУ в области достоверной передачи информации обладают свойствами, близким к динамическим характеристикам линейного апериодического звена первого порядка $W(p) = 1/(T_{\Sigma} p + 1)$ с эквивалентной постоянной времени $T_{\Sigma(\Pi)} \approx 0,25 \cdot \bar{A}_C \cdot T_C$ и $T_{\Sigma(\Gamma)} \approx (\pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C)/16$ для ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа прямоугольным и гармоническим сигналами соответственно

и $T_3 \approx 0,47 \cdot \bar{T}_{и2} \cdot T_0$ для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ, что говорит о более низком быстродействии замкнутых устройств по сравнению с разомкнутыми структурами.

11. Расширение полосы пропускания замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ от параметра $\bar{T}_{и2}$ достигается за счет применения метода коррекции динамических характеристик. Областью оптимального значения коэффициента амплитудной коррекции в диапазоне изменения $2,0 \leq \bar{T}_{и2} \leq 8,0$ следует считать зону с пределами $0,4 \leq k_{вх} \leq 0,5$, когда достигается максимально возможная полоса пропускания ФСУ.

12. Анализ динамических характеристик замкнутых интегрирующих ФСУ позволил установить, что областью оптимального значения амплитуды синхронизирующего воздействия для ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа является зона с пределами $3,0 \leq \bar{A}_c \leq 5,0$, а для ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ – область $2,1 \leq \bar{T}_{и2} \leq 3,0$, когда разрешается компромисс между помехоустойчивостью ФСУ и его быстродействием.

13. Регулировочная характеристика замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ носит линейный характер и остается неизменной при отклонениях частоты напряжения сети, что выгодно выделяет его из всех классов ФСУ и говорит о целесообразности его применения на объектах с автономными источниками электропитания ограниченной мощности.

14. Установлено, что на положение регулировочной характеристики замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа оказывают следующие параметры: глубина синхронизации $\bar{A}_c$, нормированное значение периода собственных автоколебаний РП $\bar{T}_0 = T_0 / T_c$ и форма синхронизирующего сигнала, что следует отнести к числу его основных недостатков. При этом следует напомнить, что адаптивные свойства устройства к частоте напряжения сети могут быть достигнуты за счет введения в его схему блока коррекции частоты.

15. Отличительной особенностью замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны информационного входа является то, что в системах импульсно-фазового управления оно может выполнять одновременно роль как устройства синхронизации, так и фазосдвигающего устрой-

ства, что в значительной степени позволяет упростить конструкцию системы управления и повысить степень ее помехоустойчивости к помехам со стороны сети и информационного входа за счет наличия интегратора в прямом канале регулирования и замкнутого характера структурной схемы.

16. Таким образом, в результате исследований установлено, что замкнутые интегрирующие ФСУ целесообразно применять на промышленных объектах с высоким уровнем помех в каналах передачи сигнала управления, а также электроприводах, в которых электропитание осуществляется от систем электроснабжения ограниченной мощности, либо от автономных источников (дизель – и ветро-генераторных станций), характеризующихся широким диапазоном изменения частоты напряжения сети. Примером подобных объектов могут служить буровые установки и комплексы, компрессоры, оборудование для сельского хозяйства и многие другие.

Глава 5. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОЙ КОД ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

В цифровых системах промышленной автоматики и вентильного электропривода проблема их помехоустойчивости и эксплуатационной надежности зависит, в частности, от качества преобразования аналоговой координаты в цифру, что зачастую диктует необходимость применения интегрирующих методов аналого-цифрового преобразования [20, 21, 28, 38, 59, 62, 155, 159, 160, 206, 207, 332, 346, 347].

Классические АЦП с двухтактным интегрированием [21, 28, 38, 207, 280, 332, 346, 347] предназначены в основном для работы с низкочастотными процессами, т.к. «теряют» информацию о входном сигнале на втором такте преобразования, когда «интеграл» входного сигнала преобразуется в цифровой код. Применение же параллельных и противофазно работающих АЦП, когда один канал интегрирует входной сигнал, а второй при этом преобразует предыдущий «интеграл» в цифру, влечет за собой значительное усложнение схемы АЦП и требует ее прецизионной настройки [155].

Число-импульсные интегрирующие АЦП [38, 41, 191], несмотря на то, что лишены базового недостатка АЦП с двухтактным интегрированием, связанного с потерями данных о входном сигнале, требуют высокоточных преобразователей «напряжение (ток) – частота» [38, 41, 153, 155, 249, 353], так как за тактовый интервал счета здесь происходит суммирование погрешности всех периодов выходных импульсов ПНЧ, приходящихся на тактовый интервал АЦП. В результате суммарная ошибка АЦП даже при высокоточном ПНЧ может оказаться недопустимо большой. Кроме этого задача осложняется тем, что ПНЧ, входящий в состав число-импульсных АЦП, должен быть реверсивным.

Если анализировать первопричину отмеченных недостатков АЦП, то она очевидна – существующие АЦП зачастую относятся к классу разомкнутых систем регулирования, где достижение высокой точности и помехоустойчивости является достаточно сложной задачей.

Ниже рассматриваются, впервые предложенные автором, принципы построения реверсивных интегрирующих АЦП [185, 188, 191, 195, 196], предназначенных для ВП постоянного и переменного тока, а также для систем

систем технологической автоматики, где актуальна проблема помехоустойчивости, временной и температурной стабильности характеристик каскада «датчик–АЦП».

5.1. ЗАМКНУТЫЙ ИНТЕГРИРУЮЩИЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С БЕСТАКТОВЫМ ПОРАЗРЯДНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ

Замкнутый интегрирующий АЦП с бестактовым поразрядным уравновешиванием и встроенным в его замкнутый контур цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), впервые предложенный автором в работах [108, 162, 188, 292], представляет собой замкнутую релейно-импульсную асинхронную систему, которая обеспечивает повышенную точность, быстродействие и помехоустойчивость процесса преобразования входного сигнала. В дальнейшем обозначим данный преобразователь как «АЦП–ЦАП».

В состав АЦП–ЦАП (рис. 5.1) входят сумматоры $\Sigma_{ВХ}$, Σ_1 , $\Sigma_2 \dots \Sigma_{n-1}$ и $\Sigma_{ВЫХ}$, интегратор И с передаточной функцией $W(p) = 1/T_{\text{и}} p$, где $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирования, релейные элементы РЭ1 ... РЭn, пропорциональные звенья ПЗ1 ... ПЗn с коэффициентами деления 2^{-1} , $2^{-2} \dots 2^{-n}$, ключи Кл.1 ... Кл.n, схема запрета считывания данных, устройство вычитания кодов УВК и источник заранее заданного фиксированного кода ИК. Звенья $\Sigma_{ВХ}$, Σ_1 , $\Sigma_2 \dots \Sigma_{n-1}$, И, РЭ1 ... РЭn, Кл.1 ... Кл.n, схема запрета считывания данных, УВК и ИК в совокупности образуют АЦП. Функции ЦАП выполняют пропорциональные звенья ПЗ1 ... ПЗn и $\Sigma_{ВЫХ}$.

При рассмотрении работы АЦП–ЦАП ограничимся четырьмя разрядами «n» двоичного кода. На выходе каждого РЭ1 ... РЭn формируется бит разряда двоичного кода, а на выходе сумматоров Σ_1 , $\Sigma_2 \dots \Sigma_{n-1}$ – аналоговый остаток. Число разрядов АЦП соответствует числу последовательно включенных релейных элементов. При этом аналоговый сигнал $Y_{\text{и}}$ с выхода интегратора И до цифровых выходов распространяются естественным образом, так сказать, «самотеком», а скорость их распространения определяется только задержками элементов и не регламентируется какими-либо синхронизирующими сигналами. Поэтому предложенный АЦП–ЦАП относится к бестактовой асинхронной системе, работающей по принципу поразрядного уравновешивания.

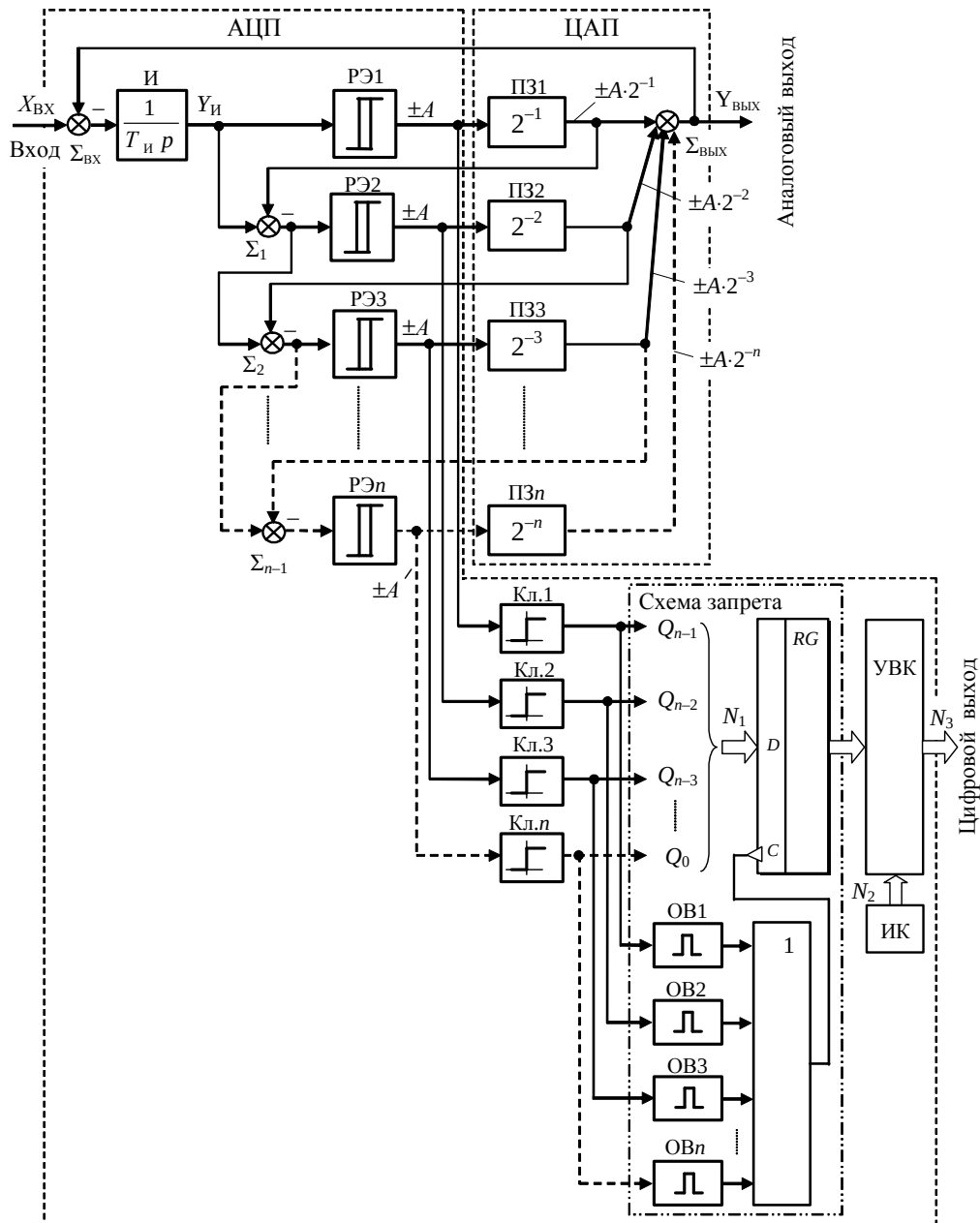


Рис. 5.1. Структурная схема замкнутого интегрирующего АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием

Для АЦП–ЦАП входной сигнал можно представить в виде выражения $X_{\text{ВХ}} = \pm \Delta(k + 0,5m) + q(X_{\text{ВХ}})$, где $\Delta = 2A_{\text{max}}/N_{\text{max}} = A/2^{n-1}$ – вес единицы младшего разряда преобразуемого кода; $A_{\text{max}} = A(2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-n}) = A \cdot N_{\text{max}}/2^n$ – максимальная амплитуда на выходе ЦАП; $N_{\text{max}} = \sum_{i=0}^{n-1} 2^i = 2^n - 1$ – максимальное значение двоичного цифрового кода

N_1 , формируемого на выходе ключей преобразователя Кл.1 ... Кл.n; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе релейных элементов РЭ1 ... РЭn; $k = 0, 1, 2, \dots, (N_{\text{max}} - 1)/2$ – значения выходного кода N_1 ; m – коэффициент,

учитывающий изменение входного сигнала на интервале Δ ($-1,0 \leq m \leq 1,0$); $q(X_{\text{ВХ}})$ – погрешность дискретизации АЦП.

Рассмотрим работу преобразователя при условии, что все релейные элементы РЭ1 ... РЭ n , пропорциональные звенья ПЗ1 ... ПЗ n , сумматоры $\Sigma_{\text{ВХ}}$, Σ_1 , Σ_2 ... Σ_{n-1} , $\Sigma_{\text{ВЫХ}}$ и ключи Кл.1 ... Кл. n (см. рис. 5.1) являются безинерционными элементами сначала для случая, когда входной сигнала $X_{\text{ВХ}} = 0$, а числа k и m также равны нулю (см. рис. 5.2).

Будем считать, что релейный элемент РЭ1, формирующий старший разряд двоичного кода N_1 , находится в «положительном» состоянии (см. рис. 5.2 б). Тогда амплитуда на выходе пропорционального звена ПЗ1 равна $A \cdot 2^{-1}$. Для выполнения равенства $X_{\text{ВХ}} = Y_{\text{ВЫХ}}$, все остальные РЭ2 ... РЭ n в системе вынуждены переключиться в «отрицательное» положение (см. рис. 5.2 в–д), когда суммарный сигнал на выходе $\Sigma_{\text{ВЫХ}}$ равен $Y_{\text{ВЫХ}} = A(2^{-1} - 2^{-2} - 2^{-3} - \dots - 2^{-n}) = A \cdot 2^{-n}$ (см. рис. 5.2 е). Условие равенства $X_{\text{ВХ}} = Y_{\text{ВЫХ}}$ является невыполнимым для случая $X_{\text{ВХ}} = 0$, поэтому сигнал $Y_{\text{И}}$ на выходе интегратор И начинает линейно спадать под действием отрицательного напряжения $-(A \cdot 2^{-n})$ с выхода $\Sigma_{\text{ВХ}}$ (см. рис. 5.2 а), и при достижении равенства $Y_{\text{И}}(t) = -b$ первый РЭ1 переключается в «отрицательное» состояние (см. рис. 5.2 б), а РЭ2 ... РЭ n – в «положительное» (см. рис. 5.2 в–д). В результате суммарный сигнал на выходе $\Sigma_{\text{ВЫХ}}$ соответствует значению $Y_{\text{ВЫХ}} = A(-2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3} - \dots + 2^{-n}) = -A \cdot 2^{-n}$.

Таким образом, при $X_{\text{ВХ}} = 0$ интегрирующий преобразователь постоянно находится в режиме переключения всех релейных элементов с частотой несущих колебаний $f_0 = 1/(4\bar{b}T_{\text{И}})$, где $\bar{b} = |b/(A \cdot 2^{-n})|$ – нормированное значение порогов переключения РЭ1 ... РЭ n ; $T_{\text{И}}$ – постоянная времени интегрирования интегратора. Величину порогов переключения РЭ1 ... РЭ n следует выбирать из условия $|b| < |A \cdot 2^{-n}|$.

Ключи Кл.1 ... Кл. n преобразуют биполярные выходные импульсы релейных элементов РЭ1 ... РЭ n (см. рис. 5.2 б–д) в однополярные сигналы Q_{n-1} , Q_{n-2} , Q_{n-3} , ..., Q_0 (см. рис. 5.2 ж–к) для последующего их согласования с цифровыми входами схемы запрета считывания данных (см. рис. 5.1). В результате при $X_{\text{ВХ}} = 0$ на выходе ключей Кл.1 ... Кл. n формируется два значения двоичного кода N_1 (см. рис. 5.2 ж–к), которые равны: $(N_{\text{max}} + 1)/2$ и $(N_{\text{max}} - 1)/2$.

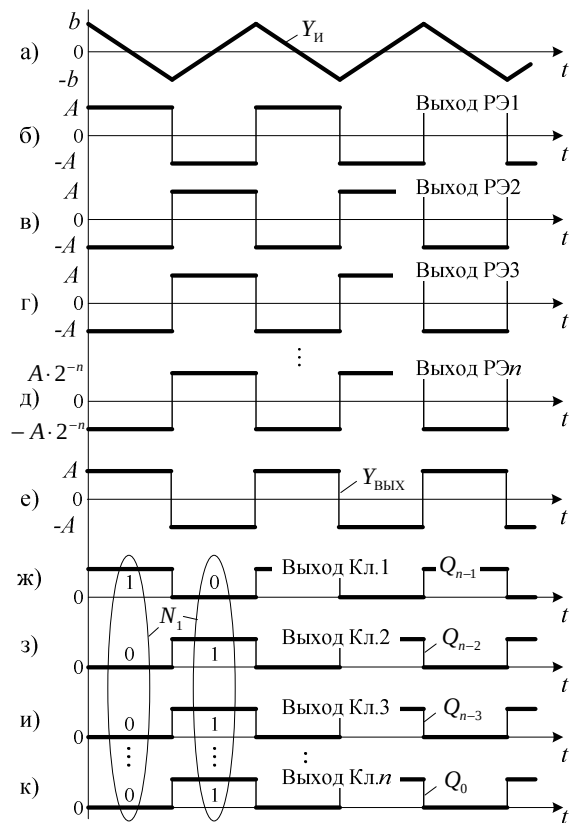


Рис. 5.2. Временные диаграммы сигналов интегрирующего АЦП–ЦАП при $k = m = 0$

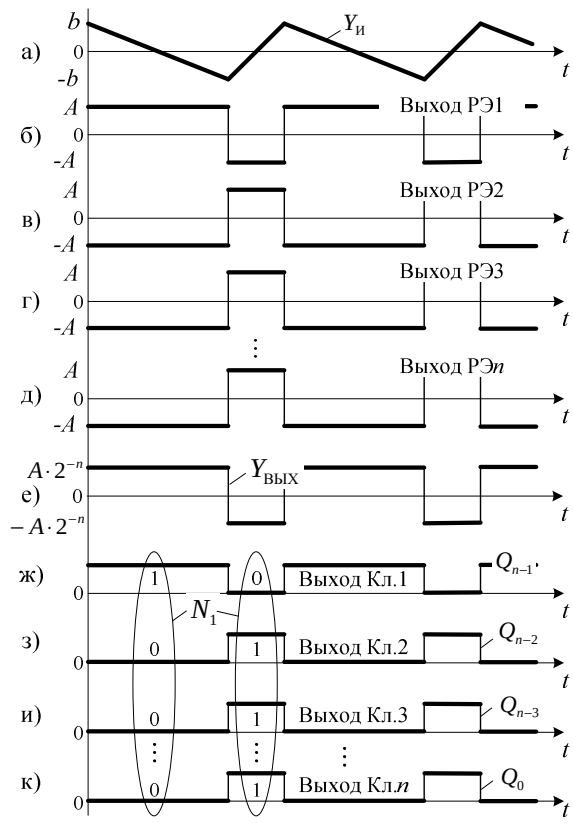


Рис. 5.3. Временные диаграммы сигналов интегрирующего АЦП–ЦАП при $k = 0$ и $-1,0 < m < 1,0$

УВК производит операцию поразрядного вычитания из кода N_1 , формируемого на выходе ключей Кл.1 ... Кл.l, кода N_2 с выхода ИК так, чтобы цифровой код на выходе преобразователя $N_3 = N_1 - N_2$ равнялся нулю. Прием значение кода $N_2 = (N_{\max} + 1)/2$, тогда при $X_{\text{вх}} = 0$ выходной код преобразователя N_3 будет равен нулю или минус единице. В результате на выходе АЦП формируется статическая ошибка, равная единице младшего разряда преобразуемого кода N_3 . При большом количестве разрядов интегрирующего АЦП–ЦАП ($n \geq 8$) данная ошибка практически не оказывает заметного влияния на точность его работы и ею можно пренебречь.

При других значениях $k \neq 0$ и $m = 0$ преобразователь работает аналогично случаю с числами $k = 0$ и $m = 0$. При этом в системе обязательно находится в режиме переключения с несущей частотой $f_0 = 1/(4bT_{\text{и}})$ хотя бы один из релейных элементов РЭ1 ... РЭn.

Рассмотрим работу преобразователя при других значениях m , отличных от нуля и изменяющихся в диапазоне $-1,0 < m < 1,0$, и $k = 0$, когда $X_{\text{вх}} = \pm A \cdot 2^{-n} \cdot m$. Для данных значений устройство переходит в режим

частотно-широотно-импульсной модуляции, при котором частота переключения РЭ1 ... РЭn уменьшается в соответствии с выражением $f = f_0 \cdot (1 - m^2)$ (см. рис. 5.3 б–д). Состояние кода N_1 на выходе ключей Кл.1 ... Кл.n (см. рис. 5.3 ж–к) и кода N_3 на выходе преобразователя сохраняется таким же, как и для случая $k = 0$ и $m = 0$ (см. рис. 5.2 ж–к).

При $m = 1$ и любых других целых значениях k частота переключения РЭ1 ... РЭn становится равной нулю и в АЦП возникает установившийся процесс, когда $X_{ВХ} = Y_{ВЫХ}$. Например, при $X_{ВХ} = A \cdot 2^{-n}$ ($k = 0$) релейный элемент РЭ1 переключается в «положительное» состояние (см. рис. 5.4 б), а РЭ2 ... РЭn – в «отрицательное» положение (см. рис. 5.4 в–д).

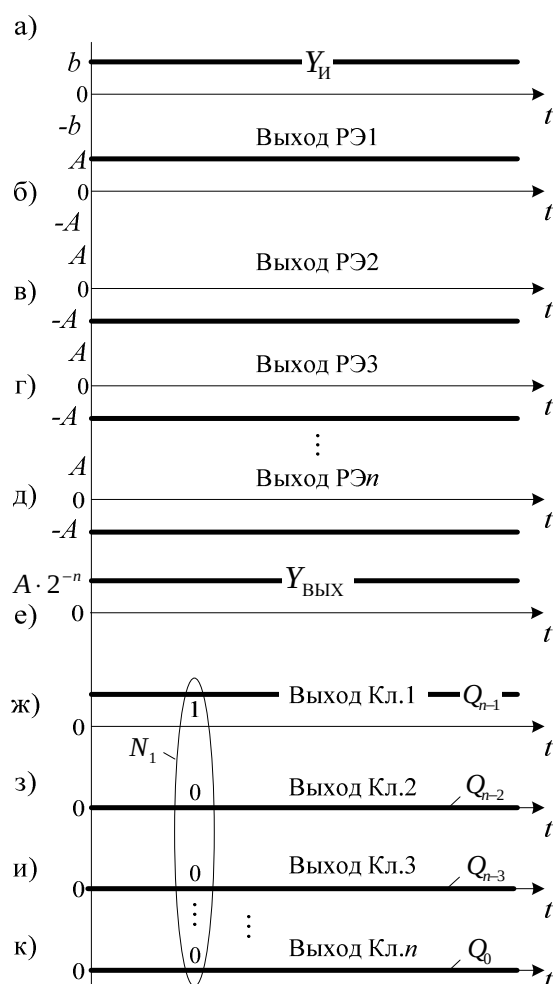


Рис. 5.4. Временные диаграммы сигналов интегрирующего АЦП–ЦАП при $k = 0$ и $m = 1,0$

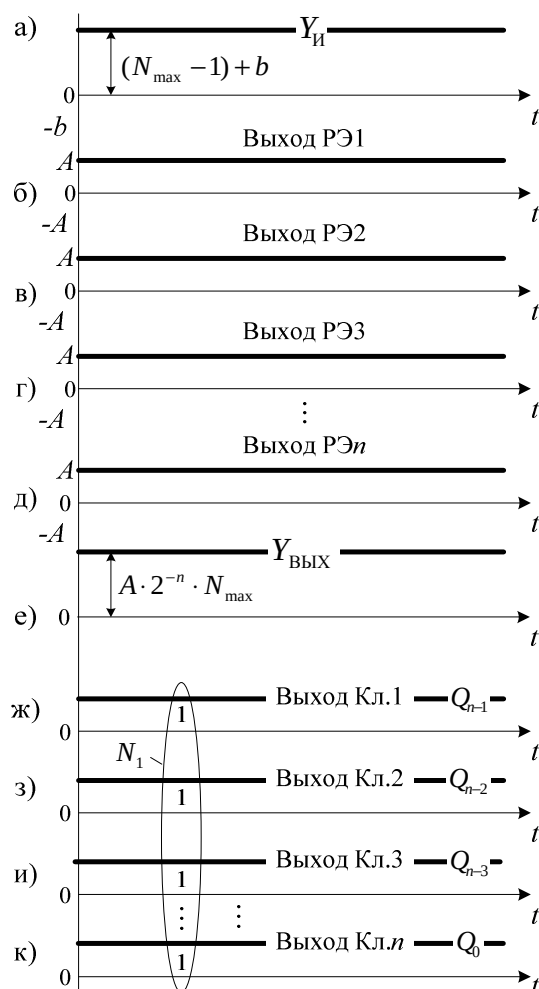


Рис. 5.5. Временные диаграммы сигналов интегрирующего АЦП–ЦАП при $k = (N_{\max} - 1)/2$ и $m = 1,0$

В результате суммарный сигнал на выходе ЦАП $Y_{ВЫХ} = A(2^{-1} - 2^{-2} - 2^{-3} - \dots - 2^{-n}) = A \cdot 2^{-n}$ (см. рис. 5.4 е) уравнивается

входным воздействием $X_{\text{BX}} = A \cdot 2^{-n}$. Напряжение на выходе интегратора И достигает установившегося значения $Y_{\text{И}}(t) = b$ (см. рис. 5.4 а) так, чтобы постоянно удерживать РЭ1 в «положительном» состоянии (см. рис. 5.4 б). Цифровой код N_1 на выходе ключей Кл.1 ... Кл. n равен значению $(N_{\text{max}} + 1)/2$ (см. рис. 5.4 ж–к), а код на выходе преобразователя $N_3 = 0$.

Аналогичным образом АЦП–ЦАП работает при других значениях k и $m = 1$. Например, максимально возможному значению $k = (N_{\text{max}} - 1)/2$ будет соответствовать максимальный уровень входного сигнала $X_{\text{BX}} = \pm \Delta \cdot \left(\frac{N_{\text{max}} - 1}{2} + \frac{1}{2} \right) = \pm \frac{A}{2^n} \cdot N_{\text{max}}$. Пусть $X_{\text{BX}} = A \cdot 2^{-n} \cdot N_{\text{max}}$, тогда РЭ1 ... РЭ n переключаются в «положительное» состояние (см. рис. 5.5 б–д). В результате суммарный сигнал на выходе $\Sigma_{\text{ВЫХ}}$ равный $Y_{\text{ВЫХ}} = A(2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3} + \dots + 2^{-n}) = A \cdot 2^{-n} \cdot N_{\text{max}}$ (см. рис. 5.5 е), уравновешивается входным воздействием $X_{\text{BX}} = A \cdot 2^{-n} \cdot N_{\text{max}}$. Напряжение на выходе интегратора И достигает установившегося значения $Y_{\text{И}}(t) = (N_{\text{max}} - 1) + b$ (см. рис. 5.5 а) так, чтобы постоянно удерживать РЭ1 ... РЭ n в «положительном» состоянии (см. рис. 5.5 б–д). Все ключи Кл.1 ... Кл. n находятся в состоянии «1» (см. рис. 5.5 ж–к), что соответствует максимальному значению кода $N_1 = N_{\text{max}}$. При вычитании из кода N_1 кода $N_2 = (N_{\text{max}} + 1)/2$ на выходе преобразователя получаем код $N_3 = (N_{\text{max}} - 1)/2$.

При $X_{\text{BX}} = -A \cdot 2^{-n} \cdot N_{\text{max}}$, наоборот все РЭ1 ... РЭ n переключаются в «отрицательное» состояние, когда напряжение на выходе $\Sigma_{\text{ВЫХ}}$ изменяет знак и становится равным $Y_{\text{ВЫХ}} = -A(2^{-1} + 2^{-2} + 2^{-3} + \dots + 2^{-n}) = -A \cdot 2^{-n} \cdot N_{\text{max}}$. Тогда все ключи Кл.1 ... Кл. n находятся в состоянии логического «0», что соответствует минимальному коду $N_1 = 0$. При вычитании из кода N_1 кода $N_2 = (N_{\text{max}} + 1)/2$ получаем выходной код $N_3 = -(N_{\text{max}} + 1)/2$.

Амплитудная $N_3 = F(\bar{X}_{\text{BX}})$ и модуляционная $\bar{f} = F(\bar{X}_{\text{BX}})$ характеристики АЦП–ЦАП в относительных единицах приведены на рис. 5.6 а, б соответственно. Здесь $\bar{X}_{\text{BX}} = |X_{\text{BX}}/A_{\text{max}}|$ – нормированное значение входного сигнала, отнесенного к максимальной амплитуде на выходе преобразователя $A_{\text{max}} = A \cdot 2^{-n} \cdot N_{\text{max}}$; $\bar{f} = f/f_0$ – нормированное значение частоты выходных импульсов РЭ1 ... РЭ n , отнесенной к несущей частоте $f_0 = 1/(4\bar{b} T_{\text{И}})$ при нулевом значении сигнала на входе АЦП.

Рассмотренный интегрирующий АЦП–ЦАП является замкнутой системой, поэтому в установившемся режиме работы уровень сигнала на входе $X_{ВХ}$ АЦП должен быть всегда уравновешен выходным напряжением $Y_{ВЫХ}$ ЦАП. Это возможно только при соответствующем (нужном) коде, формируемым преобразователем. Когда разрядность ЦАП не обеспечивает нужную точность (дискретность) преобразования между уровнями, то между ними начинается режим частотно-широотно-импульсной модуляции (режим состояний).

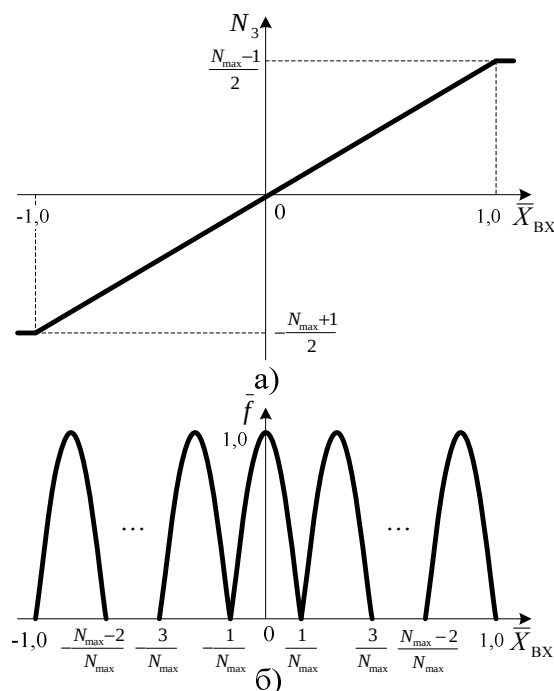


Рис. 5.6. Амплитудная (а) и модуляционная (б) характеристики интегрирующего АЦП–ЦАП

Однако усредненная интегральная точность всегда обеспечивается из-за наличия интегратора в прямом канале регулирования. В результате амплитудная характеристика (см. рис. 5.6 а) будет всегда линейной, а на появляющуюся частотно-широотно-импульсную модуляцию между дискретами указывает модуляционная характеристика на рис. 5.6 б.

На рис. 5.7 приведены осциллограммы работы четырехразрядного интегрирующего АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием, полученные на основе компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*, при воздействии на его вход динамического сигнала $X_{п}(t) = A_m \cdot \sin(2\pi \cdot f_{ВХ} \cdot t)$, где A_m , $f_{ВХ}$ – амплитуда и частота гармонического входного воздействия соответственно.

Моделирование проводилось при следующих параметрах: количество разрядов $n = 4$, амплитуда на выходе РЭ1 ... РЭ4 $A = 16$ В, максимальная амплитуда ЦАП $A_{\max} = A \cdot (2^n - 1)/2^n = 15$ В, вес единицы младшего разряда преобразуемого кода $\Delta = 2A_{\max}/(2^n - 1) = 2$ В, нормированные значения порогов переключения релейных элементов РЭ1 ... РЭ4 $\bar{b} = |b/(A \cdot 2^{-n})| = 0,5$, постоянная времени интегрирования интегратора $T_{и} = 0,1$ мс, частота не-

сущих колебаний $f_0 = 1/(4bT_{\text{и}})$ преобразователя при $X_{\text{вх}} = 0$ равна 5 кГц, время переключения РЭ1 ... РЭ4 $t_r = 0$.

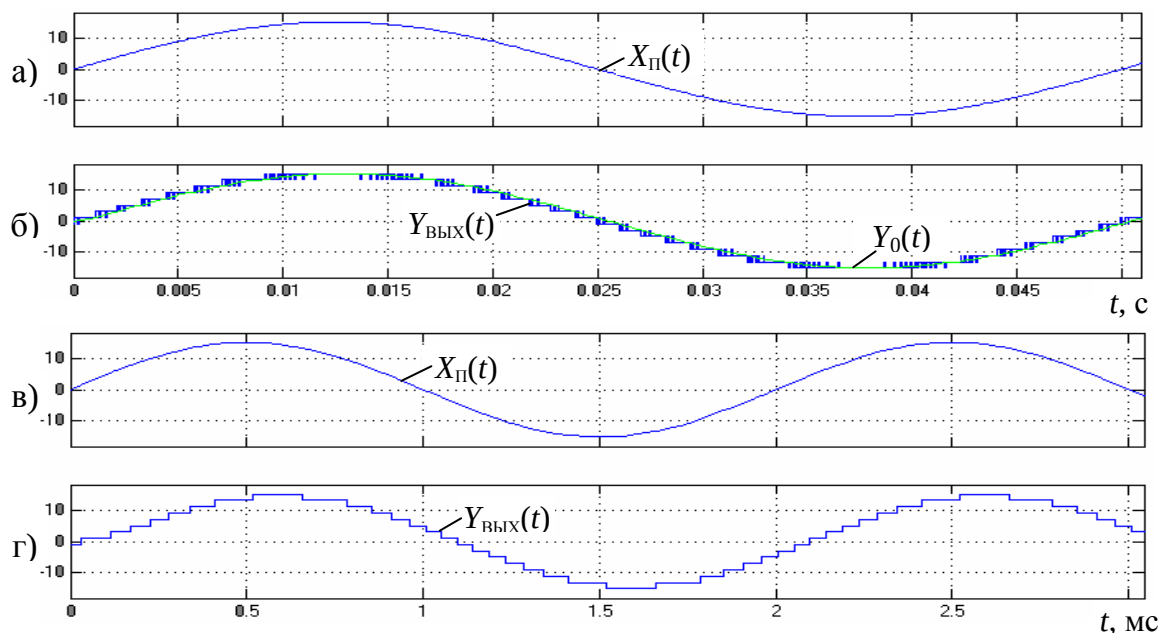


Рис. 5.7. Осциллограммы работы четырехразрядного интегрирующего АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием при $A_m = 15$ В, $t_r = 0$, $f_0 = 5$ кГц: $f_{\text{вх}} = 20$ Гц (а, б) и $f_{\text{вх}} = 500$ Гц (в, г)

Из рис. 5.7 а, б видно, что выходной сигнал на выходе ЦАП разбивается на 15 модуляционных зон ($Z = 2^n - 1$), зависящих от разрядности двоичного кода « n ». Внутри каждой модуляционной зоны преобразователь работает в режиме ЧШИМ, в результате этого усредненный выходной сигнал $Y_0(t)$ ЦАП с высокой точностью повторяет форму гармонического входного сигнала $X_{\text{п}}(t)$. При увеличении частоты $f_{\text{вх}}$ входного сигнала режим ЧШИМ внутри каждой модуляционной зоны пропадает и на выходе устройства формируется ступенчатый дискретный сигнал (см. рис. 5.7 г).

На рис. 5.8 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики $k = F(f_{\text{вх}})$ для восьмиразрядного интегрирующего АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием и идеальными релейными элементами с временем переключения $t_r = 0$, где $k = A_{\text{вых}}/A_m$ – коэффициент передачи преобразователя; $A_{\text{вых}}$ – амплитуда на выходе ЦАП; $f_{\text{вх}}$ – частота гармонического входного воздействия $X_{\text{п}}(t)$.

Результаты исследований (см. рис. 5.8) показали, что полоса равномерного пропускания преобразователя $f_{\text{ср}} = 1/(2\pi T_{\text{и}})$, при которой коэффициент передачи k снижается в $\sqrt{2}$ раз, зависит только от постоянной времени

интегрирования $T_{\text{И}}$ и не зависит от амплитуды A_m гармонического входного воздействия $X_{\text{П}}(t)$, величины порогов переключения $\pm b$ РЭ1 ... РЭ n (при условии, что $|b| < |A \cdot 2^{-n}|$) и разрядности n преобразователя.

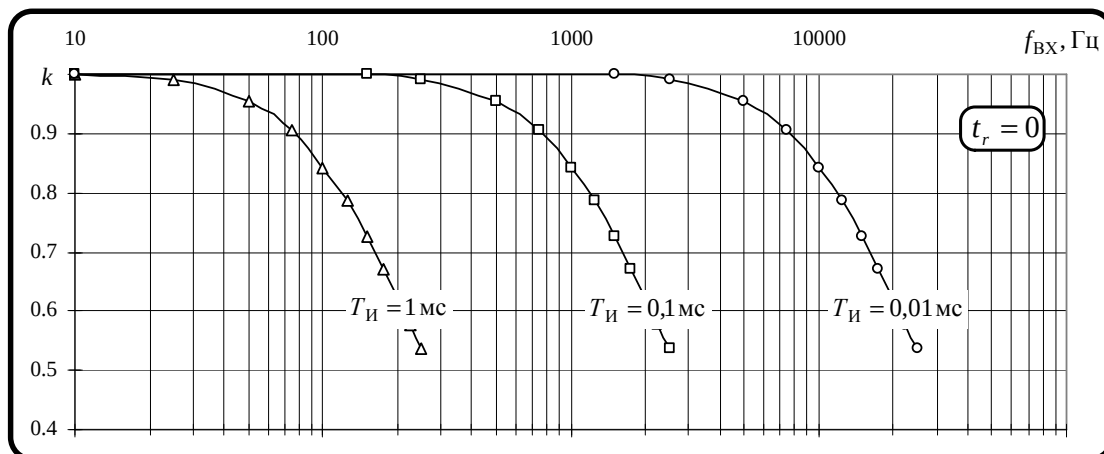


Рис. 5.8. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики восьмиразрядного интегрирующего АЦП-ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием при $\bar{A}_m = |A_m / A_{\text{max}}| = 1,0$ ($A_{\text{max}} = 12,75$ В, $A = 12,8$ В, $\Delta = 0,1$ В, $b = 25$ мВ, $Z = 255$)

В реальных условиях время переключения РЭ1 ... РЭ n $t_r \neq 0$, поэтому на рис. 5.9 приведены осциллограммы работы четырехразрядного интегрирующего АЦП-ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием с учетом времени переключения РЭ1 ... РЭ4, равного $t_r = 10$ мкс (см. рис. 5.9 г), при воздействии на вход преобразователя гармонического сигнала $X_{\text{П}}(t)$. Моделирование проводилось при тех же параметрах (см. рис. 5.7).

Из осциллограмм видно, что в аналоговом сигнале $Y_{\text{ВЫХ}}(t)$ на выходе ЦАП и цифровом коде $N_1(t)$ наблюдаются динамические отклонения в виде «иголок» (см. рис. 5.9 д, е), так как рассмотренный АЦП относится к последовательной асинхронной структуре, в которой при переходе от одного числа к другому проявляется мгновенная динамическая ошибка преобразования, обусловленная конечным временем переключения релейных элементов. Причем максимальная динамическая ошибка на выходе АЦП возникает в том случае, когда одновременно переключаются все РЭ1 ... РЭ4 (см. рис. 5.9 а–г) или, например, для четырехразрядного АЦП-ЦАП при переходе от числа 1000 к числу 0111, когда сигнал на выходе интегратора $Y_{\text{И}}(t)$ переходит через ноль (см. рис. 5.9 а). Одновременно, если меняется значение только младшего разряда, то динамическая ошибка отсутствует.

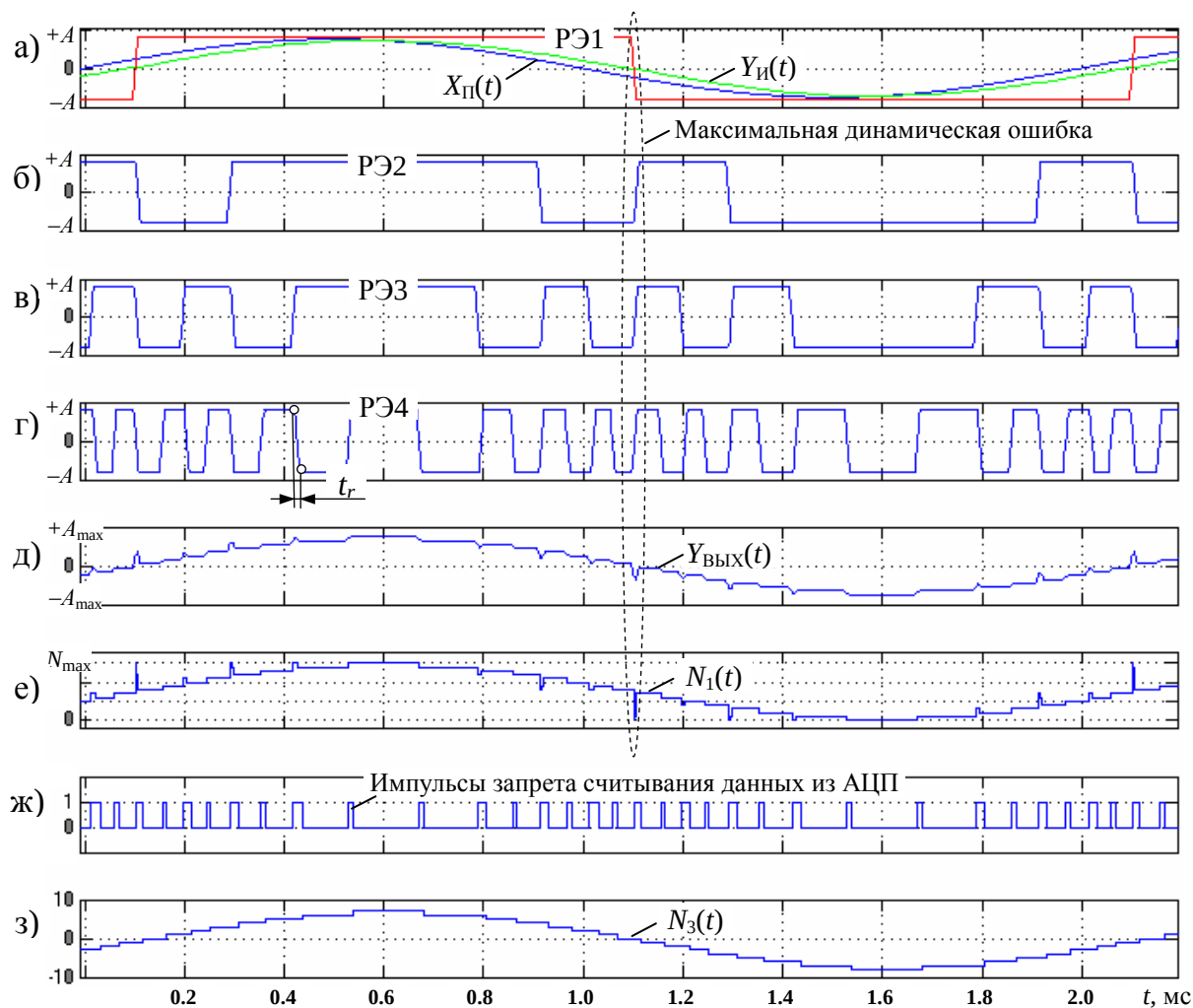


Рис. 5.9. Осциллограммы работы четырехразрядного интегрирующего АЦП–ЦАП при $A_m = 15$ В, $t_r = 10$ мкс и $f_{ВХ} = 500$ Гц

Для исключения подобной ситуации в интегрирующий АЦП–ЦАП введена схема запрета (см. рис. 5.1), которая на время переходного процесса в АЦП осуществляет блокировку считывания данных с его цифровых выходов Q_{n-1} , Q_{n-2} , ..., Q_0 с помощью одновибраторов ОВ1 ... ОВn, имеющих фиксированную длительность импульсов и запускаемых по переднему и заднему фронтам сигналов с выходов ключей Кл.1 ... Кл.n, с последующим формированием импульса блокировки (см. рис. 5.9 ж) на выходе логического элемента Л функции «nИЛИ» (см. рис. 5.1). Длительность импульсов одновибраторов ОВ1 ... ОВn должны с запасом «перекрывать» время переключения t_r релейных элементов РЭ1 ... РЭn в АЦП, а считывание данных с выхода ключей Кл.1 ... Кл.n необходимо производить по заднему фронту импульсов блокировки (см. рис. 5.9 ж) при помощи параллельного регистра памяти RG (см. рис. 5.1). В результате в выходном коде $N_3(t)$ (см. рис. 5.9 з)

будут отсутствовать «выбросы» цифровых значений, а их аналоговые эквиваленты $Y_{\text{вых}}(t)$ на выходе ЦАП (см. рис. 5.9 д) полностью подавляются интегратором И (см. рис. 5.9 а, сигнал $Y_{\text{и}}(t)$).

Следует отметить, что в интегрирующем АЦП–ЦАП дискретизация является неравномерной (см. рис. 5.9 е–з), зависящей от уровня входного сигнала. Поэтому для его сопряжения с другими цифровыми системами, например, микроконтроллерами [23, 278] требуется установка дополнительного регистра памяти, тактируемого импульсами синхронизации с постоянной длительностью.

Выше отмечалось, что полоса пропускания $f_{\text{ср}}$ преобразователя зависит только от постоянной времени $T_{\text{и}}$ канала интегрирования (см. рис. 5.8). Однако на практике, учитывая, что РЭ1 ... РЭ n совместно с сумматорами $\Sigma_1, \Sigma_2 \dots \Sigma_{n-1}$ образуют последовательную асинхронную структуру (см. рис. 5.1), на динамические характеристики интегрирующего АЦП–ЦАП также будут оказывать и возможности элементной базы и, в первую очередь, время переключения t_r релейных элементов РЭ1 ... РЭ n . В связи с этим возникает задача исследования динамических характеристик асинхронной релейно-импульсной системы в разомкнутой структуре АЦП–ЦАП при отсутствии интегратора в прямом канале регулирования (см. рис. 5.1).

В работах [195, 321] автором показано, что принцип работы разомкнутого АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием практически не отличается от принципа действия замкнутого интегрирующего АЦП–ЦАП (см. рис. 5.1) за исключением того, что в разомкнутой структуре отсутствует режим ЧШИМ внутри каждой модуляционной зоны (см. рис. 5.7 б), а переключения РЭ1 ... РЭ n осуществляется при достижении аналоговым входным сигналом $X_{\text{вх}}$ заранее заданных уровней $b_n = \pm(\Delta \cdot k + |b|)$. Здесь $\Delta = 2A_{\text{max}}/N_{\text{max}} = A/2^{n-1}$ – вес единицы младшего разряда преобразуемого кода; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе релейных элементов РЭ1 ... РЭ n ; $k = 0, 1, 2, \dots, (2^n - 1)/2$ – целые числа, соответствующие значениям кода N_1 на выходе ключей Кл.1 ... Кл. n ; $|b|$ – модуль порога переключения РЭ1 ... РЭ n .

На рис. 5.10 приведены осциллограммы работы для четырехразрядного разомкнутого АЦП–ЦАП, полученные на основе компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*, с учетом конечного времени пере-

ключения t_r РЭ1 ... РЭn при воздействии на вход гармонического сигнала $X_{\Pi}(t) = A_m \cdot \sin(2\pi \cdot f_{\text{ВХ}} \cdot t)$ с амплитудой A_m , равной максимальной амплитуде A_{max} на выходе ЦАП. Здесь $f_{\text{ВХ}}$ – частота гармонического входного сигнала.

Из временных диаграмм (см. рис. 5.10 а) видно, что частота $f_{\text{РЭ1}}$ переключения РЭ1 соответствует частоте гармонического входного сигнала $f_{\text{ВХ}}$ ($f_{\text{РЭ1}} = f_{\text{ВХ}}$). Наибольшая частота переключения наблюдается в младшем разряде РЭ4 (см. рис. 5.10 г) и составляет

$$f_{\text{РЭ4}} = (2^n - 1) \cdot f_{\text{РЭ1}}. \quad (5.1)$$

Максимальная частота РЭ4 определяется из условия $f_{\text{РЭ4}} \leq 1/(2 \cdot t_r)$ (см. рис. 5.10 г) и с учетом (5.1) равна

$$f_{\text{РЭ4}} = (2^n - 1) \cdot f_{\text{ВХ}} \leq 1/2t_r. \quad (5.2)$$

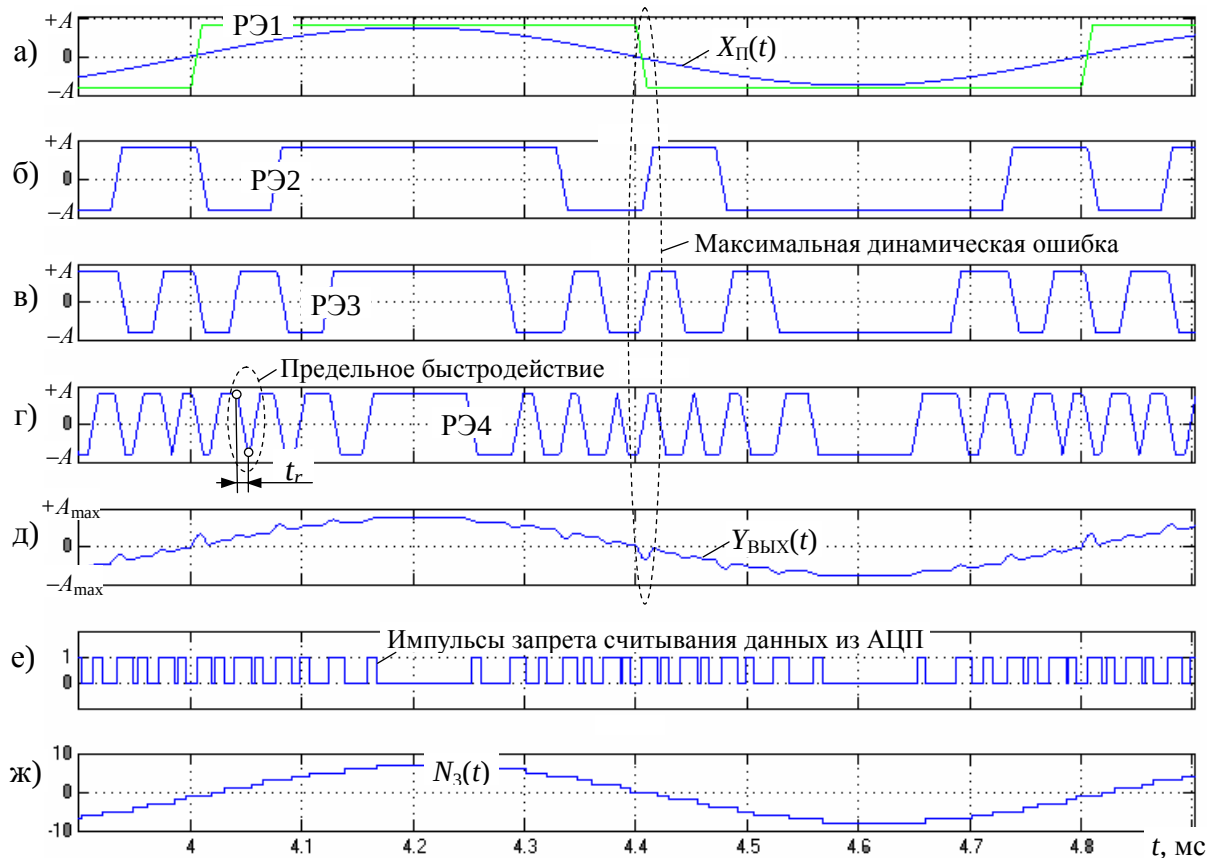


Рис. 5.10. Осциллограммы работы четырехразрядного разомкнутого АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием
($A_m = 15 \text{ В}$, $f_{\text{ВХ}} = 1,25 \text{ кГц}$, $t_r = 10 \text{ мкс}$, $A = 16 \text{ В}$, $b = 0,05 \text{ В}$)

Условие (5.2) справедливо только в том случае, когда за один период входного гармонического воздействия $X_{\Pi}(t)$ «укладывается» $2^n - 1$ «импульсов» пилообразной формы, что не соответствует диаграмме сигналов (см рис. 5.10 г). Поэтому в соотношение (5.2) необходимо вести поправочный

коэффициент k_Γ , учитывающий условия работы схемы при гармоническом входном сигнале, который равен 0,38 и был определен экспериментально с учетом имитационного моделирования в программе *MatLab+Simulink*.

Таким образом, при $A_m = A_{\max}$ максимально допустимая частота входного гармонического сигнала, при котором возможна работа разомкнутого АЦП–ЦАП

$$f_{\text{BX.max}} = \frac{k_\Gamma}{(2^n - 1) \cdot 2t_r}, \quad (5.3)$$

а количество отсчетов, по которым формируется сигнал на выходе АЦП, за один период гармонического воздействия $X_\Pi(t)$

$$K_{\max} = 2N_{\max} = 2^{n+1} - 2. \quad (5.4)$$

Нетрудно заметить, что при уменьшении амплитуды A_m гармонического сигнала $X_\Pi(t)$, например, в два раза частота переключений РЭ1 и РЭ2 становится равной $f_{\text{РЭ1}} = f_{\text{РЭ2}} = f_{\text{BX}}$, а $f_{\text{РЭ4}} = (2^{n-1} - 1) \cdot f_{\text{BX}}$. Поэтому и количество отсчетов за один период $X_\Pi(t)$ также уменьшается в два раза. Это позволяет увеличить в два раза частоту гармонического входного воздействия. С учетом сказанного выражения (5.3) и (5.4) примут вид:

$$f_{\text{BX.max}} = \frac{k_\Gamma}{(2^n - 1) \cdot 2t_r \cdot \bar{A}_m}, \quad (5.5)$$

$$K_{\max} = 2N_{\max} \cdot \bar{A}_m = \bar{A}_m \cdot (2^{n+1} - 2). \quad (5.6)$$

Здесь $\bar{A}_m = |A_m / A_{\max}|$ – нормированное значение амплитуды A_m гармонического входного сигнала $X_\Pi(t)$.

Графическое отображение уравнения (5.5) представлено на рис. 5.11 в виде графиков зависимостей $f_{\text{BX.max}} = F(n, \bar{A}_m = 1, 0)$ и $f_{\text{BX.max}} = F(\bar{A}_m, n = 10)$ при различных значениях t_r , анализ которых позволяет сделать следующие выводы:

➤ Быстродействие разомкнутого АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием зависит от его разрядности n , скорости переключения t_r РЭ1 ... РЭ n , а также амплитуды $\bar{A}_m$ входного сигнала. Так, например, при $t_r = 10$ нс и $n = 8$ максимально допустимая частота $f_{\text{BX.max}}$ гармонического входного сигнала составляет 74,5 кГц, а для $n = 12$ – всего лишь 4,6 кГц (см. рис. 5.11 а). Поэтому при построении АЦП с максимально возможным быстродействием необходимо использовать РЭ1 ... РЭ n с минимальным временем переключения.

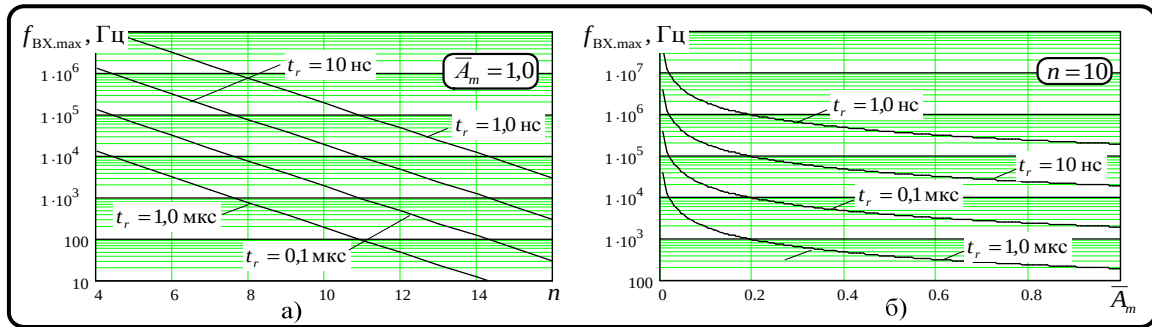


Рис. 5.11. Графики зависимостей $f_{\text{BX,max}} = F(n, \bar{A}_m = 1,0)$ (а) и $f_{\text{BX,max}} = F(\bar{A}_m, n = 10)$ (б) при различных значениях t_r для разомкнутого АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием

➤ При снижении амплитуды $\bar{A}_m$ происходит уменьшение числа отчетов K_{max} (см. ур-ие (5.6)) АЦП–ЦАП за один период гармонического входного воздействия $X_{\text{П}}(t)$, что говорит об ухудшении качества выходного сигнала АЦП, а с другой стороны существенно улучшает его быстродействие (см. рис. 5.11 б). Так, например, для десятиразрядного АЦП–ЦАП при $\bar{A}_m = 1,0$ и $t_r = 10$ нс предельно допустимая частота $f_{\text{BX,max}} = 18,5$ кГц, а число отчетов за один период $X_{\text{П}}(t)$ $K_{\text{max}} = 2046$, тогда как при $\bar{A}_m = 0,01$ и $t_r = 10$ нс – $f_{\text{BX,max}} = 1,85$ МГц, а $K_{\text{max}} = 20$, что вполне достаточно для восстановления гармонического сигнала на выходе АЦП.

➤ В АЦП–ЦАП с бестактовым поразрядным уравниванием (см. рис. 5.1) максимальное число разрядов не должно превышать десяти, что ограничивается не только быстродействием (частотными свойствами) элементной базы, но и ее разрешающей способностью. Так, например, при $A = 15$ В и $n = 10$ сигнал на выходе пропорционального звена ПЗн, отвечающего за младший разряд преобразуемого кода, находится на уровне 15 мВ. Дальнейшее наращивание разрядности может привести к тому, что из-за дрейфа параметров релейных элементов младшие разряды АЦП окажутся попросту неуправляемыми, что, в конечном итоге, скажется на точности работы АЦП–ЦАП.

Принципиальная схема аналоговой части четырехразрядного интегрирующего АЦП–ЦАП приведена в работах [108, 162]. На основании разработанной схемы была проведена экспериментальная проверка теоретических положений.

Таким образом, рассмотренный АЦП–ЦАП (см. рис. 5.1) относится к классу бестактовых замкнутых интегрирующих систем. Применение инте-

гратора в прямом канале регулирования позволяет обеспечить высокую помехоустойчивость и точность, а бестактовое поразрядное управление – высокое быстроедействие по сравнению с интегрирующими АЦП по методу двухтактного интегрирования [28, 38, 62, 160, 207, 280, 346, 347], в которых частота входного сигнала, как правило, не превышает 50–500 Гц. Температурная и временная стабильность характеристик АЦП–ЦАП всецело определяются дрейфовыми параметрами операционных усилителей интегратора АЦП и выходного сумматора ЦАП. Полоса пропускания преобразователя, главным образом, зависит от постоянной времени $T_{\text{и}}$ канала интегрирования, а также и от динамических возможностей элементной базы. Следует отметить, что предложенный преобразователь является реверсивным, т.е. может работать с сигналами различной полярности без изменения своей схемной конфигурации, а количество разрядов не должно превышать десяти, что в большинстве случаев является достаточным для электроприводов с цифровыми системами управления.

5.2. ТАКТИРУЕМЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Если говорить об известных АЦП [20, 21, 28, 38, 59, 159, 160, 206, 207, 310], то в них всегда вводилось понятие «тактируемость», которая определяла жесткий порядок работы и иерархию элементов АЦП за цикл преобразования.

Одним из путей повышения помехоустойчивости, временной и температурной стабильности характеристик ВП постоянного и переменного тока является применение методов интегрирующего аналого-цифрового преобразования в каналах «датчик – АЦП», причем с кратной интервалу дискретизации ВП частотой преобразования [22, 115, 292, 297]. Так, например, для трехфазных мостовых тиристорных выпрямителей тока интервал дискретизации $T_{\text{п}}$ составляет 60 эл. град и лежит между точками естественной коммутации трехфазной системы напряжений «1–6» (см. рис. 5.12 а, б), в однофазных мостовых выпрямителях этот же интервал равен 180 эл. град.

В регулируемом электроприводе функцию каналов «датчик – АЦП» выполняют сигналы обратных связей, например, по току, напряжению, а в ряде случаев и скорости исполнительного механизма.

При этом тактовую частоту съема данных с АЦП выбирать выше дискретизации ВП, не только бессмысленно, но и вредно, так как это приводит к снижению помехоустойчивости системы управления за счет «проникновения» в цифровой код как высокочастотных пульсаций ВП, например, пульсаций тока якоря $i_{\text{я}}$ (см. рис. 5.12 в), так и внешних помех, генератором которых зачастую являются непосредственно элементы электронной части СУ, работающие в дискретном (импульсном) режиме, а также наводки, наводимые в информационных линиях (проводах) датчиков обратных связей [157, 164, 166, 169, 170].

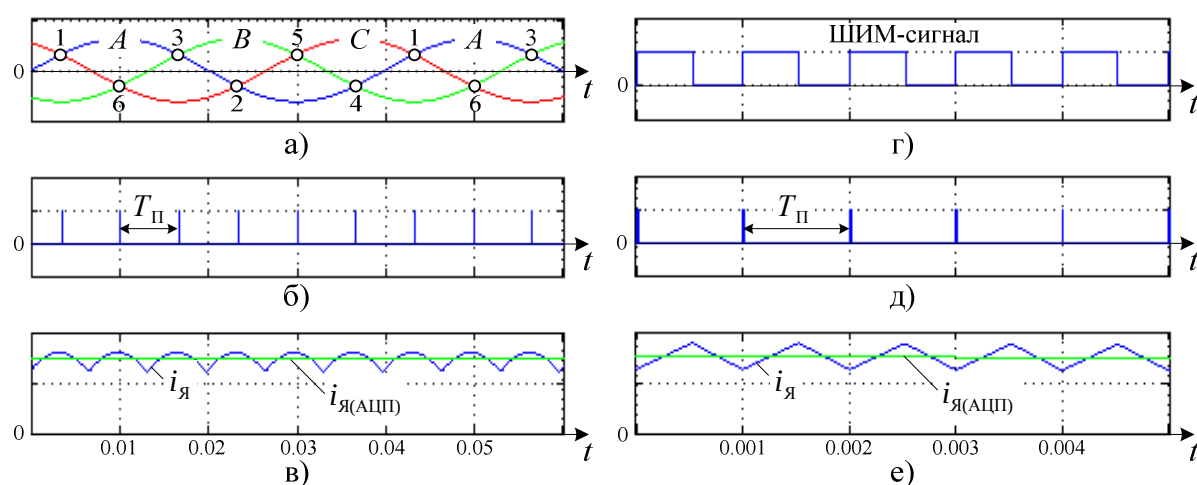


Рис. 5.12. Временные диаграммы сигналов к пояснению работы интегрирующего АЦП на частоте дискретизации ВП: для трехфазного мостового выпрямителя тока (а–в) и реверсивного широтно-импульсного преобразователя (г–е)

Следует отметить, что при совпадении тактовой частоты опроса данных АЦП и частоты дискретизации ВП, интегрирующий АЦП в системе управления кроме своей основной функции преобразования «аналог – цифра» одновременно выполняет роль цифрового фильтра, полностью подавляя высокочастотные пульсации (см. рис. 5.12 в, е), создаваемые непосредственно самим ВП и являющиеся помехой для системы управления в целом. Кроме этого, при таком выборе частот достигается компромисс между помехоустойчивостью и быстродействием в канале «датчик – АЦП».

Все выше сказанное справедливо и для автономных ВП, в которых интервал преобразования $T_{\text{П}}$ в АЦП, с позиций оптимального быстродействия и помехоустойчивости системы управления, рекомендуется выбирать равным частоте широтно-импульсной модуляции (см. рис. 5.12 г–е).

5.2.1. Реверсивный интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с широтно-импульсной модуляцией

Эффективным средством повышения помех в АЦП являются интегрирующие широтно-импульсные развертывающие преобразователи с синхронизацией пилообразным напряжением по входу релейного элемента (см. п. 2.1, табл. 2.2). Однако, если период T_0 подобного РП будет соответствовать периоду импульсов синхронизации T_{Π} ВП (см. рис. 5.12 б), то быстродействие АЦП и системы управления в целом резко снижается, так как РП в режиме внешней синхронизации представляет собой звено со свойствами, близкими к апериодическому звену первого порядка, где его эквивалентная постоянная времени T_3 зависит от периода T_0 пилообразного синхронизирующего сигнала (см. п. 2.2.4, рис. 2.9 а).

Ниже рассматривается реверсивный интегрирующий АЦП с широтно-импульсной модуляцией, впервые предложенный автором в работах [115, 196, 292] и имеющий повышенное быстродействие в режиме внешней синхронизации пилообразным сигналом ведущей развёртки, а также высокую помехоустойчивость как со стороны информационного входа, так и при формировании знакового разряда, что достигается за счет замкнутого интегрирующего РП.

АЦП содержит схему умножения частоты УЧ, интегрирующий РП с ШИМ-1 (см. п. 2.1, табл. 2.2) и преобразователь «ШИМ–ЦИФРА» (рис. 5.13 а).

При помощи схемы умножителя частоты, состоящей из генератора высокочастотных импульсов G , двоичного суммирующего счетчика CT , двоично-десятичного дешифратора DC и логического элемента L типа « n ИЛИ», формируются стробирующие импульсы $Y_T(t)$ (см. рис. 5.13 б) с частотой $(T_0)^{-1} = n \cdot (T_{\Pi})^{-1}$, где $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, соответствующее коэффициенту умножения в схеме УЧ; $(T_{\Pi})^{-1}$ – частота тактовых импульсов синхронизации АЦП.

Схема УЧ (см. рис. 5.13 а) работает следующим образом. Генератор импульсов G со стабильной частотой и счетчик CT формируют опорную пилообразную цифровую развертку $N^*(t)$ (см. рис. 5.13 б), дискретность которой на линейном участке определяется частотой счетных импульсов G и является пренебрежимо малой величиной. С помощью этой развертки за-

даются числа $N_1^*, N_2^*, N_3^*, \dots, N_k^*$ таким образом, чтобы они следовали с периодом $T_0 < T_{\Pi}$ через равный интервал времени, где T_{Π} – интервал синхронизации АЦП, формируемый, например, контуром синхронизации ВП. На рис. 5.13 б в качестве примера приведены три значения N_1^*, N_2^*, N_3^* . Появление соответствующего числа в счетчике CT приводит к формированию на выходных шинах DC коротких импульсов $Y_{\Gamma}(t)$, которые суммируются с синхроимпульсами $X_c(t)$, период T_{Π} которых соответствует интервалу дискретизации ВП (см. рис. 5.13 б).

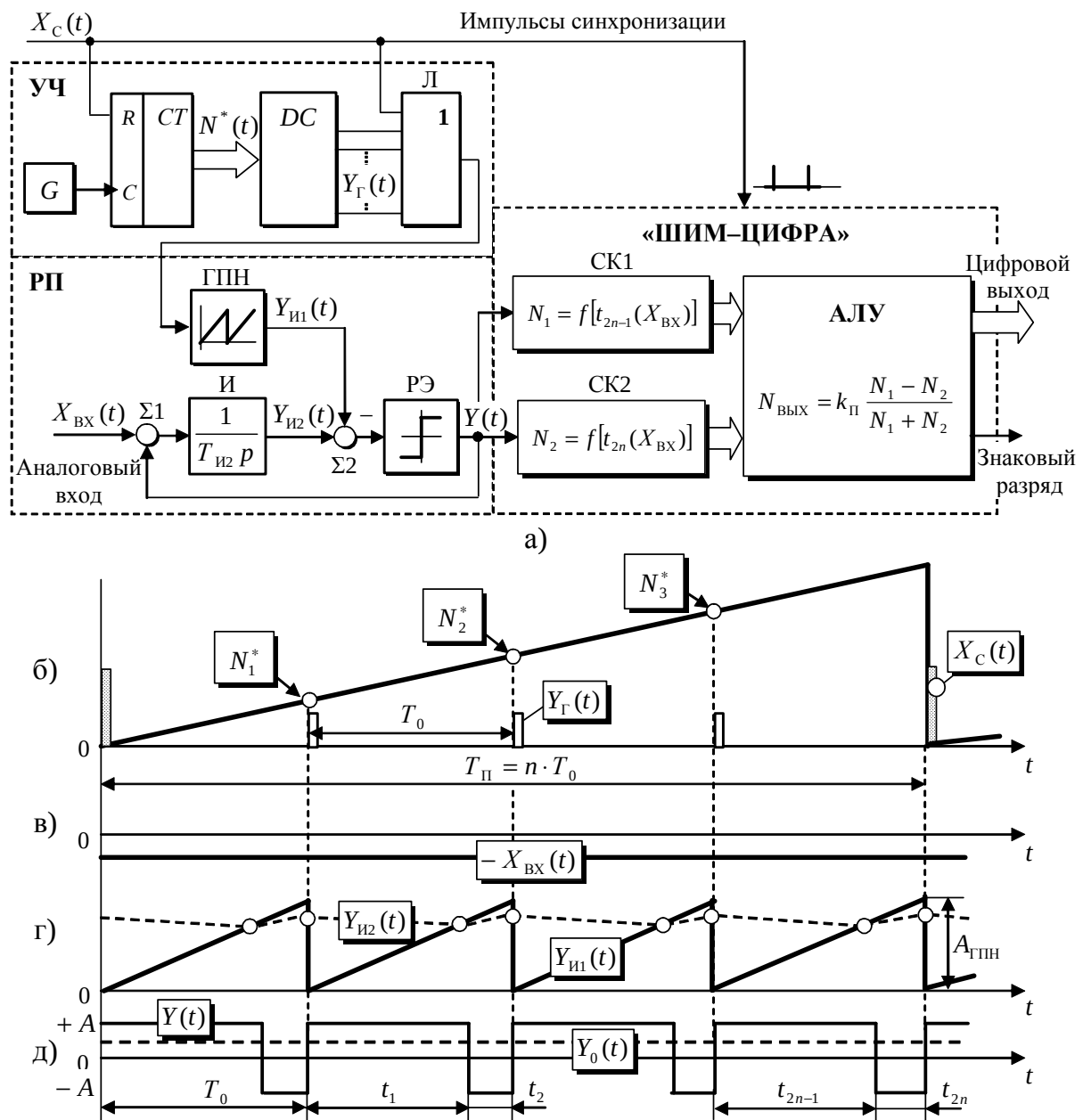


Рис. 5.13. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–д) реверсивного интегрирующего аналого-цифрового преобразователя с широтно-импульсной модуляцией

Таким образом, на выходе блока Л (см. рис. 5.13 а) формируются импульсы установки нулевых начальных условий в генераторе пилообразного напряжения ГПН, когда «внутри» интервала T_{Π} (см. рис. 5.13 б) содержится целое число периодов T_0 (см. рис. 5.13 г) пилообразного сигнала ведущей развертки $Y_{и1}(t)$, используемой для синхронизации интегрирующего РП со стороны релейного элемента РЭ.

В случае нестабильности частоты $(T_{\Pi})^{-1}$ синхроимпульсов $X_c(t)$ в схеме УЧ (см. рис. 5.13 а) генератор импульсов G необходимо заменить на интегрирующий ПНЧ, например, с синфазной амплитудной модуляцией (см. п. 5.3.1, табл. 5.1, рис. 3), на вход которого требуется подать сигнал, прямо пропорциональный частоте $(T_{\Pi})^{-1}$ дискретизации ВП.

Переключение РЭ в интегрирующем РП с ШИМ-1 (см. рис. 5.13 а) происходит в моменты времени равенства амплитуд сигналов ведущей $Y_{и1}(t)$ с выхода ГПН и ведомой $Y_{и2}(t)$ с выхода интегратора И разверток (см. рис. 5.13 г). При входном сигнале $X_{вх}$, например, отрицательной полярности (см. рис. 5.13 в) на интервале времени t_1 сигнал ведомой развертки $Y_{и2}(t)$ изменяется под действием разности сигналов на выходе РЭ и информационном входе $(A - X_{вх})$, а в интервале t_2 – под действием суммы этих сигналов $-(A + X_{вх})$ (см. рис. 5.13 в–д).

В результате $t_1 > t_2$, и среднее значение $Y_0(t)$ выходных импульсов РЭ устанавливается пропорциональным входному воздействию $X_{вх}$ (см. рис. 5.13 в–д). При положительном знаке входного сигнала РП работает аналогичным образом с той лишь разницей, что $t_1 < t_2$.

Преобразователь «ШИМ–ЦИФРА» (см. рис. 5.13 а) содержит два счетных канала СК1, СК2 и арифметическо-логическое устройство АЛУ. СК1 преобразует в цифровой код N_1 импульсы положительной полярности $Y(t)$ с выхода РП (см. рис. 5.13 д), а СК2 формирует код N_2 , зависящий от длительности выходных импульсов отрицательной полярности. Схемные решения преобразователя «ШИМ–ЦИФРА» рассмотрены в работах [115, 196].

При этом возможны следующие варианты «оцифровки» ШИМ-сигнала с выхода РП. В первом случае предполагается, что на интервале синхронизации T_{Π} (см. рис. 5.13 б) преобразуются в «цифру» сумма «нечетных»

$N_1 \equiv \sum_{i=1}^n t_{2i-1}$ и «четных» $N_2 \equiv \sum_{i=1}^n t_{2i}$ интервалов дискретизации РП (см. рис.

5.13 д) с последующим вычислением выходного кода $N_{\text{ВЫХ}} = k_{\Pi} \cdot (N_1 - N_2) / (N_1 + N_2)$, где k_{Π} – коэффициент пропорциональности схемы. При втором варианте преобразования аналогового сигнала в код учитывается лишь последний из серии периодов, когда $N_1 \equiv t_{2n-1}$, $N_2 \equiv t_{2n}$ (см. рис. 5.13 д) и $N_{\text{ВЫХ}} = k_{\Pi} \cdot (N_1 - N_2) / (N_1 + N_2)$.

В том и другом случае знаковый разряд формируется в АЛУ путем сравнения значений N_1 и N_2 , полученных в процессе преобразования входного воздействия операции интегрирования, а не за счет компаратора, подключенного к входу АЦП. В результате этого интегрирующий АЦП с ШИМ обладает высокой помехоустойчивостью как со стороны информационного входа, так и при формировании знакового разряда на выходе АЦП.

На рис. 5.6 приведены логарифмические амплитудно-частотные характеристики $k = f(\bar{F})$ интегрирующего АЦП с ШИМ, снятые при различных значениях коэффициента деления $n = T_{\Pi} / T_0$ интервала синхронизации T_{Π} и относительной постоянной времени интегрирования РП $\bar{T}_{\text{И2}} = 2,2$ для первого (см. рис. 5.13 а) и второго (см. рис. 5.13 б) алгоритмов «оцифровки» ШИМ-сигнала «внутри» интервала синхронизации T_{Π} . Здесь k – коэффициент передачи интегрирующего АЦП; $\bar{F} = f_{\text{ВХ}} / f_{\Pi}$ – нормированная частота $f_{\text{ВХ}}$ гармонического входного сигнала, отнесенная к частоте $f_{\Pi} = (T_{\Pi})^{-1}$ импульсов синхронизации ($T_{\Pi} = 3,3$ мс). ЛАЧХ получены путем моделирования АЦП в среде *MatLab+Simulink*.

Анализ ЛАЧХ (см. рис. 5.14) показал следующее:

➤ Увеличение числа « n » интервалов дискретизации T_0 «внутри» интервала синхронизации T_{Π} ВП приводит к расширению полосы пропускания АЦП (см. рис. 5.14 а, б) по причине уменьшения эквивалентной постоянной времени $T_{\text{Э}} \approx 0,47 \cdot \bar{T}_{\text{И2}} \cdot T_0$ РП (см. п. 2.2.4). Так, например, при $n = 1$ полоса равномерного пропускания частот АЦП находится на уровне $\bar{F}_{\text{СР}} \approx 0,17$, а при $n = 8$ составляет $\bar{F}_{\text{СР}} \approx 0,4$.

➤ Незначительная разница между ЛАЧХ при $n = 4$ и $n = 8$ свидетельствует о том, что рациональным значением коэффициента « n » следует считать $n = 4$, когда возможен компромисс между динамикой и помехоустойчивостью АЦП.

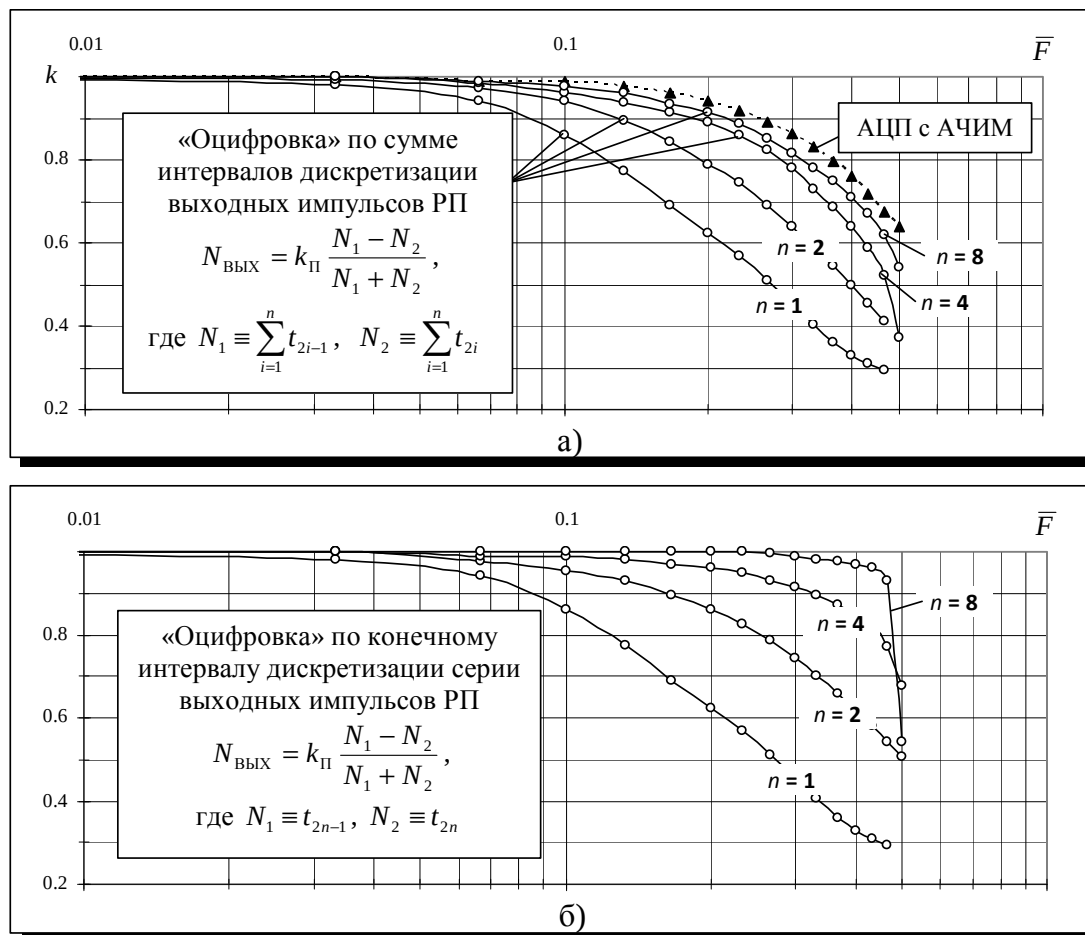


Рис. 5.14. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики интегрирующего АЦП с ШИМ при различных алгоритмах «оцифровки» ШИМ-сигнала (а, б) и ЛАЧХ число-импульсного АЦП с синфазной АЧИМ (а)

➤ «Оцифровка» ШИМ-сигнала по конечному интервалу дискретизации серии выходных импульсов РП (см. рис. 5.14 б) позволяет увеличить полосу пропускания АЦП по сравнению с первоначальным способом преобразования широтно-импульсного сигнала в цифровой код (см. рис. 5.14 а). Например, если «оцифровывать» не серию импульсов, а лишь его конечный интервал (период) дискретизации, то при $n = 4$ полоса пропускания АЦП возрастает практически до предельного значения $\bar{F}_{\text{CP}} \approx 0,5$ (см. рис. 5.14 б).

Этому есть следующее объяснение. Так при воздействии «скачка» входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$ (рис. 5.15 а) РП выходит на заданную траекторию по экспоненциальному закону, когда каждый из интервалов дискретизации $T_{0,1} \dots T_{0,n}$ (см. рис. 5.15 б) содержит свою ошибку $\Delta_1 \dots \Delta_n$ (см. рис. 5.15 в). Очевидно, что ошибка последнего из серии интервалов дискретизации будет наименьшая по сравнению, например, со средним значением результирующей ошибки РП $[\delta = (\sum \Delta_i)/n] > \Delta_n$ за весь интервал дискретизации T_{Π} ВП.

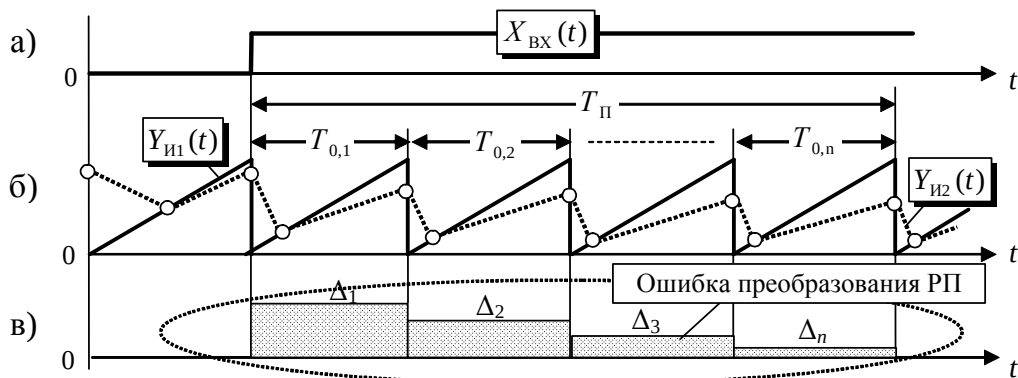


Рис. 5.15. Временные диаграммы сигналов к анализу ошибки преобразования АЦП с широтно-импульсной модуляцией

Таким образом, рассмотренный АЦП является реверсивным, т.е. может работать с сигналами различной полярности без изменения своей схемной конфигурации, а также представляет собой замкнутую систему регулирования с интегратором в прямом канале регулирования, что предопределяет его высокую помехоустойчивость и метрологические характеристики. Величина температурной нестабильности характеристик АЦП всецело определяется дрейфовыми параметрами интегратора РП [75].

5.2.2. Реверсивный число-импульсный аналого-цифровой преобразователь с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

Реверсивный число-импульсный АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией (АЧИМ), впервые предложенный автором в работах [22, 115, 185, 191, 292, 297], целесообразно применять в тех случаях, когда достаточно широкий динамический диапазон преобразуемого входного сигнала должен сочетаться с высокой температурной стабильностью характеристик аналого-цифрового преобразования. Кроме того данный преобразователь может перестраивать свои характеристики при изменении частоты тактовых импульсов синхронизации. Данная ситуация возникает в ведомых сетью преобразователях в случае нестабильности частоты питающего напряжения или в автономных ВП при изменении частоты ШИМ в процессе их настройки.

АЦП (рис. 5.16 а) содержит два идентичных по принципу своего действия интегрирующих преобразователя напряжения в частоту импульсов ПНЧ1 и ПНЧ2 с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией (см. п. 5.3.1, табл. 5.1, рис. 3), блок коррекции частоты БКЧ, а также преоб-

разователь «ЧАСТОТА–ЦИФРА». Каждый из ПНЧ1 и ПНЧ2 включает амплитудные модуляторы АМ1, АМ3 с функциональными преобразователями на входе, сумматоры $\Sigma 1$ – $\Sigma 4$, интеграторы И1, И2 и релейные элементы РЭ1, РЭ2 (см. рис. 5.16 а).

ПНЧ1 и ПНЧ2 предназначены для работы с сигналом определенной полярности. Так ПНЧ1 осуществляет преобразование в частоту импульсов входного напряжения положительной полярности, а ПНЧ2 – входного сигнала отрицательной полярности.

При отсутствии сигнала $X_{ВХ}$ на информационном входе АЦП (см. рис. 5.16 б) выходное напряжение АМ1, АМ3 равно нулю, поэтому блоки $\Sigma 1$, И1,

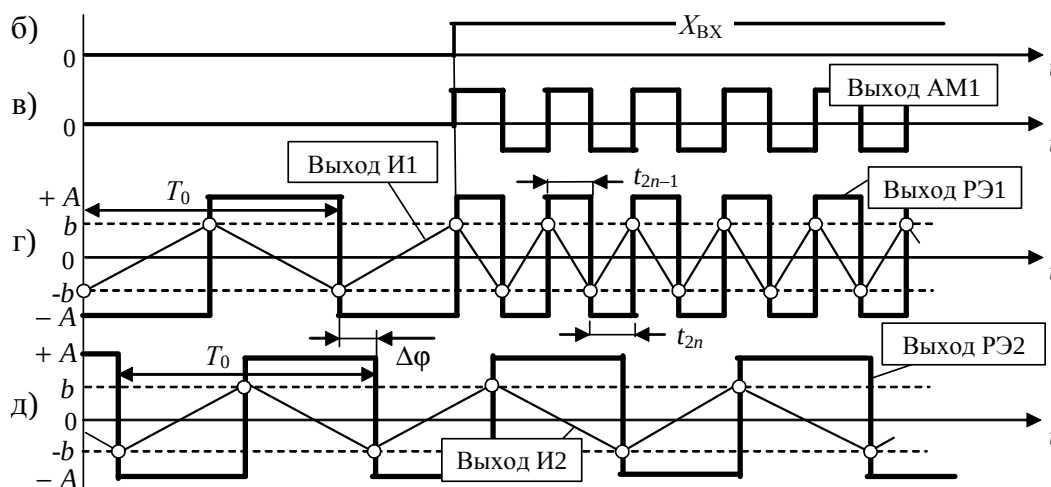
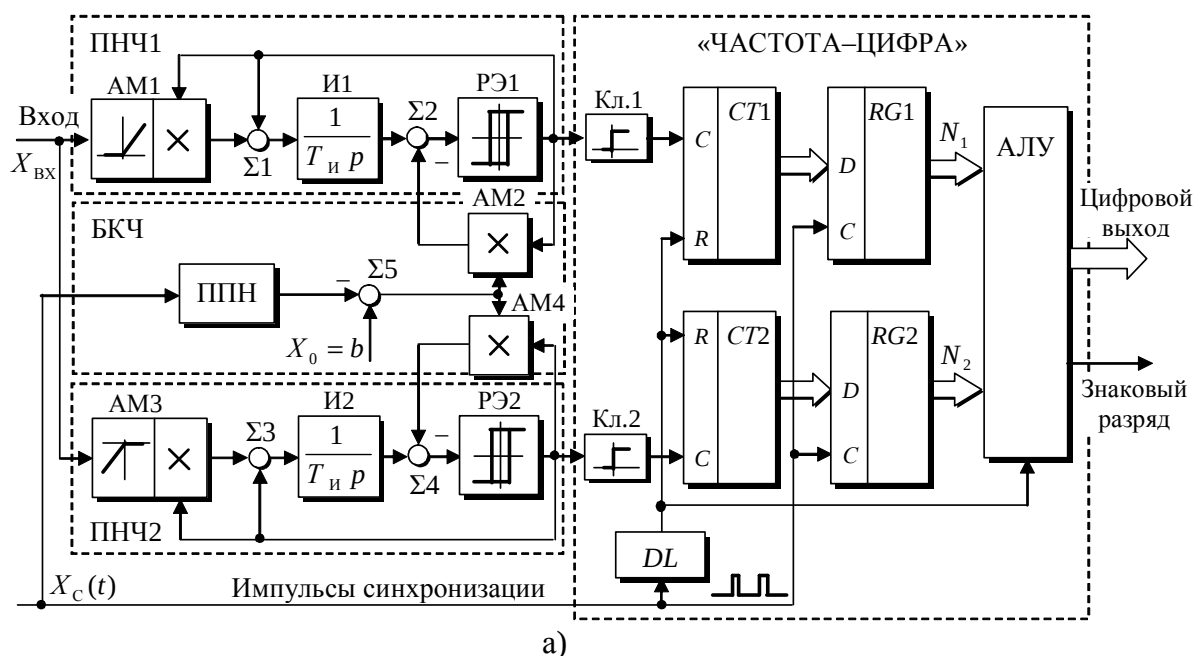


Рис. 5.16. Структурная схема реверсивного число-импульсного АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией (а) и временные диаграммы сигналов аналоговой части АЦП (б–д)

$\Sigma 2$, РЭ1 и $\Sigma 3$, И2, $\Sigma 4$, РЭ2 работают в режиме автоколебаний, когда на выходе РЭ1 и РЭ2 (см. рис. 5.16 г, д) формируются биполярные импульсы с частотой $f_0 = (T_0)^{-1} = 1/4\bar{b}T_{\text{и}}$, где $\bar{b} = |b/A|$ – нормированное значение порогов переключения $\pm b$ РЭ1, РЭ2 соответственно; $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интеграторов И1, И2; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе РЭ1, РЭ2. При идентичности характеристик звеньев каналов ПНЧ1 и ПНЧ2 они работают с равным значением начальной частоты f_0 .

Возможный фазовый сдвиг $\Delta\phi$ (см. рис. 5.16 г, д) между выходными сигналами ПНЧ1 и ПНЧ2 принципиального значения не имеет, так как в конечном итоге он может привести к ошибке преобразования лишь в единицу младшего разряда двоичного кода.

Выходные сигналы интеграторов И1, И2 имеют пилообразную симметричную форму и ограничены по амплитуде порогами переключения $\pm b$ РЭ1 и РЭ2 (см. рис. 5.16 г, д).

При подаче на вход АЦП положительного входного сигнала $X_{\text{вх}}$ (см. рис. 5.16 б) на входе АМ1 появляется напряжение положительного знака, которое затем преобразуется в импульсный сигнал (см. рис. 5.16 в) с частотой выходных импульсов РЭ1 $f_{\text{вых}} = f_0 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{вх}})$, которая возрастает пропорционально амплитуде $X_{\text{вх}}$ из-за синфазности импульсов с выхода АМ1 и РЭ1 (см. рис. 5.16 в, г). Поэтому АЦП представляет собой устройство с синфазной АЧИМ. Здесь $\bar{X}_{\text{вх}} = |X_{\text{вх}}/A|$ – нормированное значение входного сигнала АЦП. При этом ПНЧ2 работает в автоколебательном режиме с начальной частотой f_0 , выполняя функции канала опорной частоты.

При смене знака входного сигнала $X_{\text{вх}} < 0$ картина меняется на противоположную. Опорную частоту f_0 формирует ПНЧ1, а преобразование входного воздействия в частоту импульсов производит ПНЧ2.

Дальнейшее преобразование частоты импульсов в цифровой код производится с помощью канала «ЧАСТОТА–ЦИФРА» (см. рис. 5.16 а), состоящего из двоичных суммирующих счетчиков $CT1$, $CT2$, регистров памяти $RG1$, $RG2$, арифметическо-логического устройства АЛУ, элемента задержки DL и двух ключей Кл.1 и Кл.2, обеспечивающие преобразования биполярных выходных импульсов РЭ1, РЭ2 в однополярный сигнал для стыковки выходов ПНЧ со счетными C -входами счетчиков $CT1$, $CT2$.

Под действием импульсов с выхода РЭ1 (рис. 5.17 а) в счетчике $CT1$ накапливается число N_1 (см. рис. 5.17 б), состоящее из чисел $N_2 \cong f_0$ и $N_{\text{ВХ}} \cong X_{\text{ВХ}}$. Одновременно с этим, под действием выходных импульсов РЭ2 (см. рис. 5.17 в) в счетчике $CT2$ формируется число $N_2 \cong f_0$ (см. рис. 5.17 г).

Дальнейшую работу АЦП рассмотрим для случая, представленного на рис. 5.17 а–г, который соответствует положительному знаку сигнала $X_{\text{ВХ}}$.

В момент прихода тактового импульса синхронизации $X_c(t)$, следующего с периодом $T_{\Pi} = \text{const}$ (см. рис. 5.17 д), данные из счетчиков $CT1$, $CT2$ (см. рис. 5.17 б, г) переносятся в регистры $RG1$, $RG2$ (см. рис. 5.17 е, ж). С задержкой времени τ формируется импульс на выходе блока DL (см. рис. 5.17 з), который «обнуляет» $CT1$, $CT2$ (см. рис. 5.17 б, г) и дает команду АЛУ на вычитание кодов N_1 и N_2 (см. рис. 5.17 и). В результате на цифровом выходе АЦП формируется число $N_{\text{ВЫХ}} = k_{\Pi} \cdot (N_1 - N_2)$, которое не содержит составляющей, пропорциональной опорной частоте f_0 , а является числом, соответствующим входному сигналу $X_{\text{ВХ}}$. Здесь k_{Π} – коэффициент пропорциональности схемы. Знаковый разряд здесь также получается путем сравнения значений N_1 и N_2 .

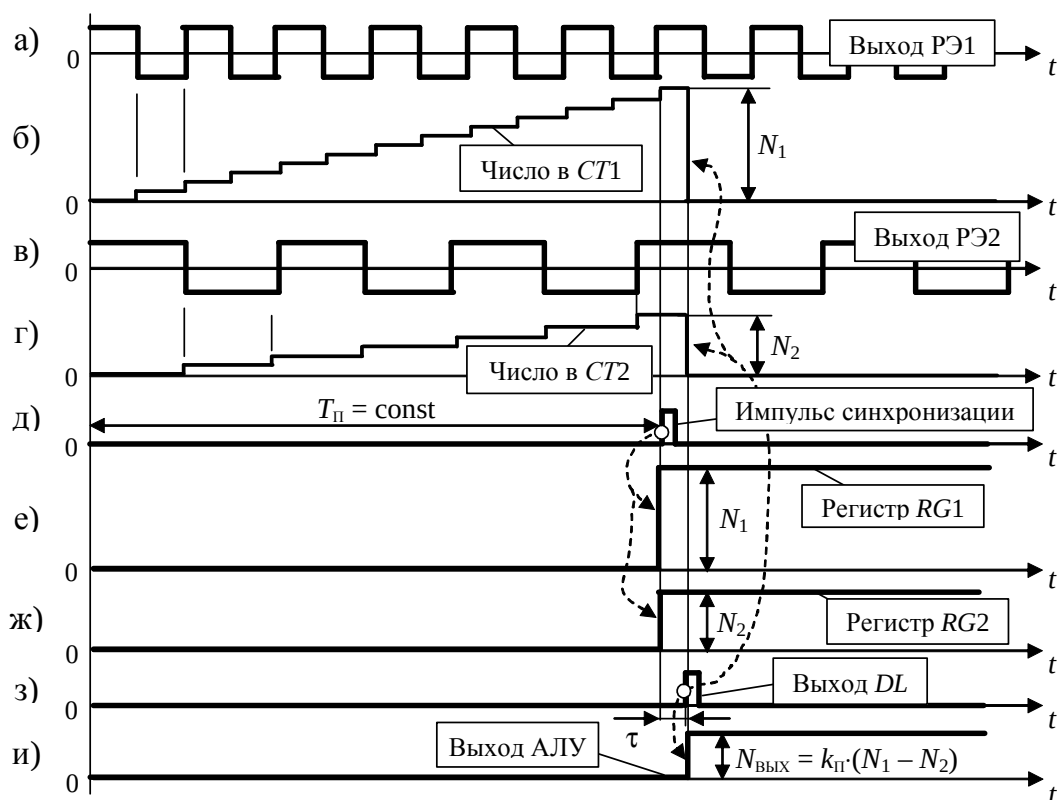


Рис. 5.17. Временные диаграммы сигналов реверсивного число-импульсного АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

Максимальная частота импульсов $f_{\max}$ на выходе ПНЧ1 и ПНЧ2 зависит от частоты дискретизации f_{Π} ВП и разрядности n АЦП

$$f_{\max} = (2^n - 1) \cdot f_{\Pi} \quad (5.7)$$

и ограничивает частотные возможности число-импульсных АЦП.

Несущая частота импульсов f_0 ПНЧ1 и ПНЧ2 можно найти как

$$f_0 = f_{\max} / (1 + \bar{X}_{\text{BX.max}}). \quad (5.8)$$

Здесь $\bar{X}_{\text{BX.max}} = |X_{\text{BX.max}} / A|$ – максимальное нормированное значение входного сигнала АЦП.

При этом значение f_0 , рассчитанное в соответствии с уравнением (5.8), должно хотя бы на один порядок превышать частоту дискретизации f_{Π} ВП с целью минимизации ошибки дискретности по уровню преобразуемого сигнала (см. п. 4.3.1, рис. 4.6).

Из рис. 5.17 видно, что цифровой код $N_{\text{ВЫХ}}$, пропорциональный $X_{\text{ВХ}}$, передается на выход АЦП практически синхронно с началом очередного интервала дискретизации T_{Π} ВП, например, через 60 эл. град в точках естественной коммутации «1–6» трехфазной системы напряжений в тиристорных выпрямителях тока (см. рис. 5.12 а, б) или синхронно с частотой ШИМ в автономных ВП (см. рис. 5.12 г, д).

В случае изменения интервала дискретизации T_{Π} силового преобразователя, возникающего по причине нестабильности частоты питающего напряжения в ведомых сетью ВП или изменения частоты ШИМ в процессе настройки автономных преобразователей, неизбежно происходит изменение цифрового кода $N_{\text{ВЫХ}}$ на выходе АЦП. Указанная задача решается за счет введения в схему АЦП блока коррекции частоты БКЧ (см. рис. 5.16 а), состоящего из преобразователя периода в напряжение ППН, амплитудных модуляторов АМ2, АМ4, сумматора $\Sigma 5$ и источника опорного напряжения $X_0 = b$.

БКЧ работает аналогично такому же блоку в адаптивном УС–ИФ (см. п. 3.4.1, табл. 3.7). ППН измеряет период T_{Π} синхроимпульсов $X_c(t)$, например, путем подсчета импульсов стабильной частоты за один период T_{Π} с последующим преобразованием полученного результата в аналоговый сигнал. АМ2, АМ4 регулируют несущую частоту автоколебаний $f_0 = 1/4b T_{\Pi}$ в ПНЧ1 и ПНЧ2 за счет коррекции порогов переключения $\pm b$ РЭ1 и РЭ2 таким образом, чтобы при изменении частоты дискретизации $(T_{\Pi})^{-1}$ ВП всегда

укладывалось одинаковое число импульсов с выхода ПНЧ1 и ПНЧ2 за период T_{Π} .

Анализ динамических характеристик число-импульсного АЦП с синфазной АЧИМ показал, что определяющим фактором здесь является частота $(T_{\Pi})^{-1}$ импульсов синхронизации $X_c(t)$, а от собственной частоты автоколебаний f_0 ПНЧ1 и ПНЧ2 зависит только разрядность АЦП, т.е. ошибка дискретности по уровню преобразуемого сигнала.

ЛАЧХ АЦП с синфазной АЧИМ приведена на рис. 5.14 а, которая снималась при начальной частоте выходных импульсов ПНЧ1 и ПНЧ2, равной $f_0 = 10$ кГц. Результаты анализа показали, что по динамическим показателям данный класс АЦП занимает промежуточное место между АЦП–ШИМ с целочисленным делением интервала дискретизации (см. рис. 5.14 а) и АЦП–ШИМ, где «оцифровка» производится по последнему интервалу дискретизации РП (см. рис. 5.14 б).

Применение ПНЧ с синфазной АЧИМ позволяет существенно повысить временную и температурную стабильность характеристик АЦП, так как для данного ПНЧ относительная ошибка δf^e частоты выходных импульсов является пропорциональной квадрату дрейфа «нуля» интегратора и амплитудного модулятора $(\Delta \bar{e}_И + \Delta \bar{e}_А)^2$ (см. п. 5.3.2, табл. 5.2, ур-ие (2)), в то время как для традиционных структур ПНЧ, например, с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования $\delta f^e \equiv \Delta \bar{e}_И$ (см. п. 5.3.2, табл. 5.2, ур-ие (1)).

Учитывая, что $\Delta \bar{e}_И$ и $\Delta \bar{e}_А \ll 1,0$, рассмотренный ПНЧ обладает температурной и временной стабильностью характеристик не менее чем на порядок, превосходящей известные технические решения.

Как показали экспериментальные исследования, при выполнении каналов ПНЧ1 и ПНЧ2 на основе одной и той же элементной базы одной серии их результирующий дрейф «нуля» практически совпадает по знаку и величине. Тогда каждый из кодов N_1 и N_2 содержит одну и ту же составляющую ошибки «нуля» ΔN , что на практике обеспечивает частичную самокоррекцию результата преобразования $N_1 - N_2$.

Кроме того число-импульсный АЦП с синфазной АЧИМ обладает высокой помехоустойчивостью к внешним помехам как со стороны информационного входа, так и при формировании знакового разряда, что достигается

за счет применения двух интегрирующих ПНЧ1 и ПНЧ2 с синфазной АЧИМ [17, 70, 97, 115], а также двоичных счетчиков СТ1 и СТ2, входящих в состав канала «ЧАСТОТА–ЦИФРА».

5.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ В ЧАСТОТУ ИМПУЛЬСОВ

Преобразователи напряжения в частоту импульсов являются основой для построения не только число-импульсных АЦП (см. п. 5.2.2) и ФСУ (см. п. 4.3.1), но и широкого класса датчиков технологических параметров, обеспечивающих стыковку цифровых алгоритмов преобразования информации с контролируемыми или регулируемыми аналоговыми параметрами систем управления технологическими объектами [41, 153, 249, 280, 353]. При этом ПНЧ однозначно определяют метрологические характеристики, в том числе и помехоустойчивость процесса обработки информации. Поэтому представляет интерес сравнительный анализ статических и динамических характеристик ПНЧ различных классов в широком частотном диапазоне динамического входного воздействия с целью выбора принципа построения ПНЧ, обеспечивающего сочетание его высоких метрологических характеристик с простотой технической реализации.

5.3.1. Классификация и принципы построения преобразователей напряжения в частоту импульсов

Базовыми элементами ПНЧ являются интегрирующий канал преобразования информативного сигнала и фиксирующий (релейный) элемент [41, 153, 155, 207]. Преобразование аналогового сигнала в частоту импульсов может производиться изменением постоянной времени интегрирующего канала или за счет регулирования ширины зоны неоднозначности релейного элемента, либо вследствие одновременного воздействия входного сигнала на перечисленные параметры. Поэтому, прежде всего, ПНЧ целесообразно классифицировать по механизму воздействия преобразуемого сигнала на характеристики его элементов, что позволяет выделить три базовых класса ПНЧ: интегрирующие, псевдоинтегрирующие и комбинированные (рис. 5.18) [9, 41, 70, 92, 97, 153, 155, 249, 279].

В **интегрирующих ПНЧ** [38, 41, 153, 155, 207, 249] опорный X_0 и входной $X_{ВХ}$ сигналы или непосредственно входной сигнал всегда подвергаются

операции интегрирования (рис. 5.19 а), что изменяет скорость нарастания сигнала развертки. Для **псевдоинтегрирующих ПНЧ** [70, 75, 92] характерным является то обстоятельство, что интегрируется некоторая заранее заданная опорная величина X_0 , а входной сигнал $X_{ВХ}$ воздействует непосредственно или через амплитудный модулятор АМ на параметры релейного элемента РЭ (см. рис. 5.19 б). В **комбинированных ПНЧ** [9, 70, 75, 92, 97] содержатся признаки двух предыдущих классов преобразователей.



Рис. 5.18. Классификация преобразователей напряжения в частоту импульсов

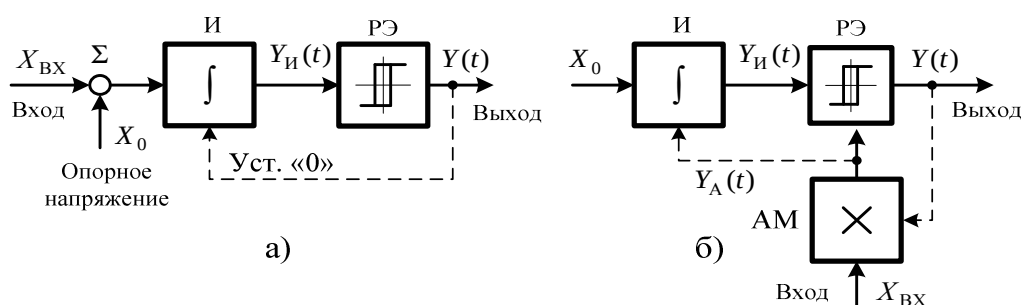


Рис. 5.19. Обобщенные структурные схемы преобразователей напряжения в частоту импульсов

В ПНЧ с установкой нулевых начальных условий [41, 155, 238, 271] производится периодическое «обнуление» канала интегрирования (см. рис. 5.19 а). Подобный режим работы интегратора может быть использован также и в псевдоинтегрирующих и комбинированных ПНЧ, однако чаще всего встречается в преобразователях интегрирующего типа.

По способу предварительного преобразования входного воздействия различают ПНЧ **непосредственного типа** и с **амплитудной модуляцией** (АМ) [97, 155, 271]. В первом случае входной сигнал подается непосредственно на вход канала интегрирования без каких-либо предварительных преобразований. В системах с амплитудной модуляцией входной сигнал преобразуется в переменный с частотой выходных импульсов ПНЧ, а затем воздействует на вход интегратора или релейного звена (см. рис. 5.19 б). Псевдоинтегрирующие и комбинированные ПНЧ всегда содержат канал АМ информативного воздействия.

По типу АМ различают ПНЧ с **синфазной** (АМС) и **противофазной амплитудной модуляцией** (АМП) [17, 73, 75, 97, 115, 271]. При синфазной АМ частота выходных импульсов ПНЧ возрастает с ростом амплитуды сигнала управления, а при противофазной – уменьшается.

Интегрирующий ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования (табл. 5.1, рис. 1) содержит сумматор Σ , интегратор И с постоянной времени $T_{\text{и}}$ и релейный элемент РЭ с симметричными порогами переключения « $\pm 2b$ » [41, 70, 238, 271].

«Обнуление» интегратора происходит в течение времени t_p (см. табл. 5.1, рис. 2 б), когда РЭ находится в состоянии $Y(t) = -A$. В интервале времени t_n осуществляется интегрирование опорного напряжения X_0 и входного сигнала $X_{\text{вх}}$, причем с ростом последнего (см. табл. 5.1, рис. 2 а) темп нарастания сигнала развертки $Y_{\text{и}}(t)$ возрастает (см. табл. 5.1, рис. 2 б). В результате частота выходных импульсов ПНЧ $(T_{0,n})^{-1}$ пропорциональна амплитуде входного сигнала $X_{\text{вх}}$. Источник опорного напряжения $X_0 = A$ задает несущую частоту на выходе ПНЧ $(T_0)^{-1}$ (при условии, что сигнал управления $X_{\text{вх}} = 0$), за счет которой устанавливается, например, максимальный угол управления α_{max} в число-импульсных ФСУ (см. п. 4.3.1).

В табл. 5.1, рис. 3 представлена структурная схема интегрирующего ПНЧ с синфазной амплитудной модуляцией, включающая в себя амплитуд-

ный модулятор АМ, сумматор Σ , интегратор И, а также релейный элемент РЭ с порогами переключения « $\pm b$ » [10, 17, 73, 97, 115, 172].

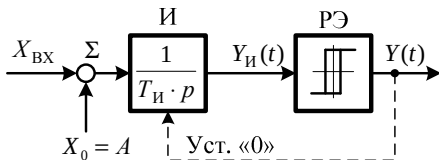
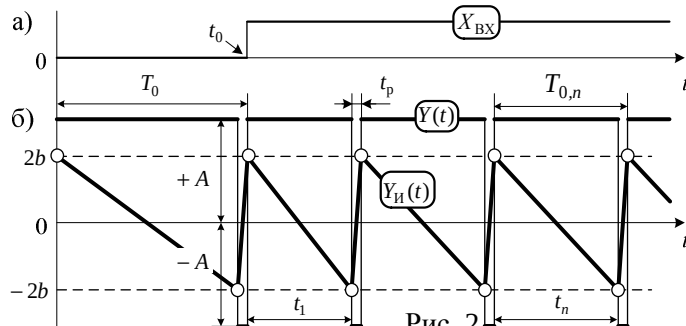
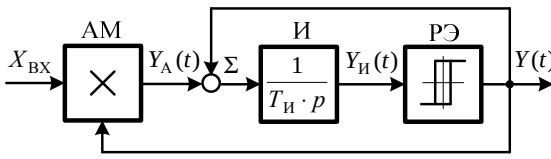
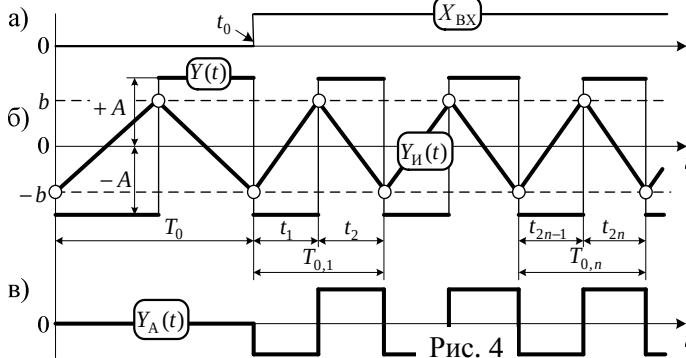
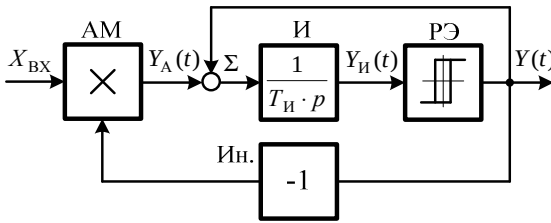
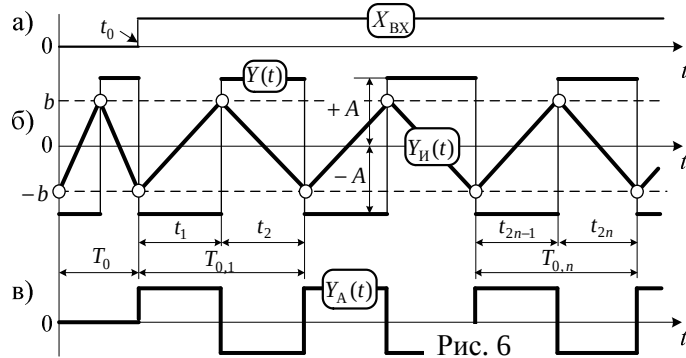
АМ осуществляет преобразование входного постоянного сигнала $X_{\text{ВХ}}$ в биполярные импульсы $Y_A(t)$ с частотой выходного сигнала РЭ и с амплитудой, равной величине входного воздействия (см. табл. 5.1, рис. 4 в). При отсутствии входного сигнала (см. табл. 5.1, рис. 4 а) несущая частота автоколебаний ПНЧ $(T_0)^{-1} = (4\bar{b}T_{\text{и}})^{-1}$ определяется постоянной времени интегратора $T_{\text{и}}$ и величиной порогов переключения РЭ « $\pm b$ » (см. табл. 5.1, рис. 4 б). Под действием $X_{\text{ВХ}}$ (см. табл. 5.1, рис. 4 а) на выходе АМ появляются импульсы, которые находятся в фазе с выходным сигналом ПНЧ $Y(t)$ (см. табл. 5.1, рис. 4 б–в). Вследствие этого, скорость нарастания выходного напряжения интегратора возрастает, так как на сумматор Σ поступает сумма сигналов с выхода РЭ и АМ. После переключения РЭ процесс повторяется, и на выходе ПНЧ формируются импульсы с периодом $T_{0,n} < T_0$ (см. табл. 5.1, рис. 4 б).

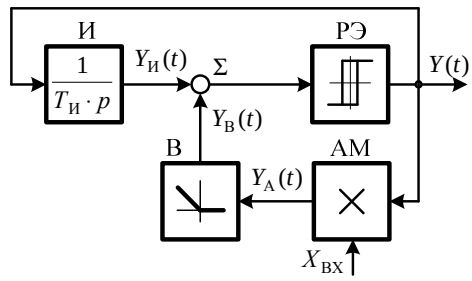
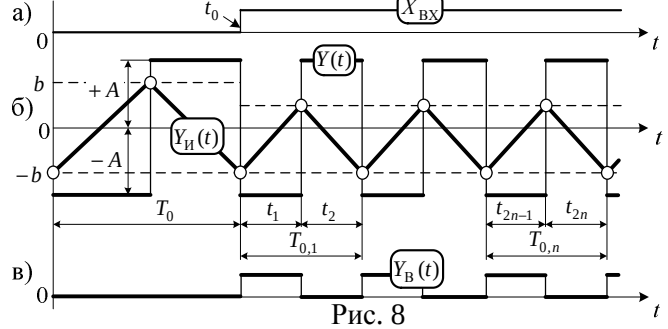
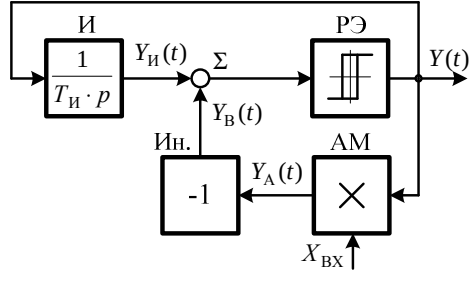
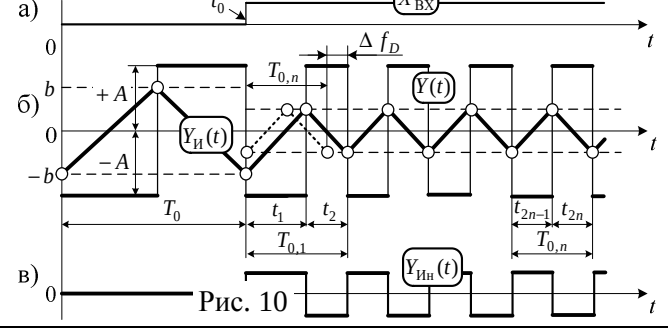
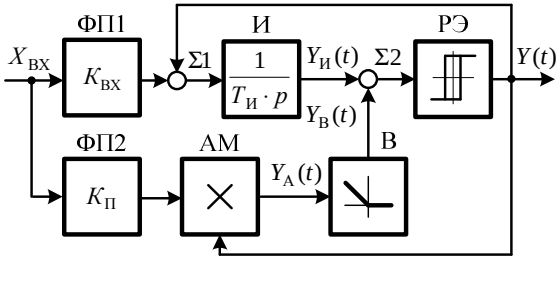
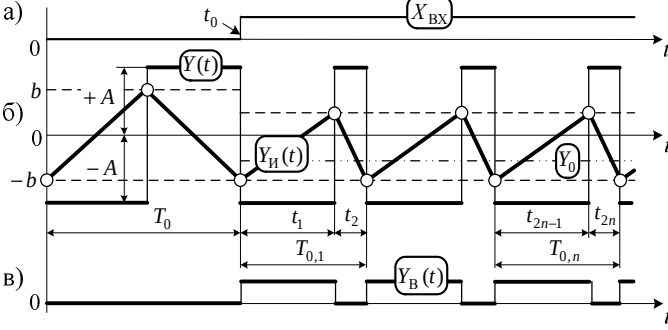
В отличие от ПНЧ с АМС (см. табл. 5.1, рис. 3), в преобразователе с противофазной амплитудной модуляцией (см. табл. 5.1, рис. 5) перед АМ введен инвертор (Ин.) с целью получения импульсов $Y_A(t)$, которые находятся в противофазе с выходным сигналом ПНЧ $Y(t)$ (см. табл. 5.1, рис. 6 б–в). В результате этого, с ростом входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$ (см. табл. 5.1, рис. 6 а) частота на выходе ПНЧ $(T_{0,n})^{-1}$ уменьшается $(T_{0,n})^{-1} < (T_0)^{-1}$ (см. табл. 5.1, рис. 6 б).

Псевдоинтегрирующий ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ (см. табл. 5.1, рис. 7) отличается от ПНЧ с АМС (см. табл. 5.1, рис. 3) тем, что в него введен выпрямитель (демодулятор) (В), позволяющий регулировать верхний порог переключения РЭ « $+b$ » за счет изменения входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$, воздействующего на вход АМ [70, 75, 92].

Сигнал развертки $Y_{\text{и}}(t)$ в интеграторе формируется под действием сигнала $Y(t)$ с выхода РЭ (см. табл. 5.1, рис. 8 б), а, значит, темп нарастания и спада развертки $Y_{\text{и}}(t)$ всегда остается постоянным. В исходном состоянии при $X_{\text{ВХ}} = 0$ пороги переключения РЭ равны « $\pm b$ » (см. табл. 5.1, рис. 8 а–б). Наличие $X_{\text{ВХ}}$, когда $t \geq t_0$, приводит к уменьшению порога переключения РЭ « $+b$ » на величину сигнала $Y_{\text{в}}(t)$ с выхода выпрямителя (см. табл. 5.1, рис. 8 в), амплитуда которого пропорциональна входному воздействию $X_{\text{ВХ}}$. Это

Таблица 5.1

Название	Структурная схема	Временные диаграммы сигналов	Системы уравнений
1.Интегрирующий ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования	 Рис. 1	 Рис. 2	$\begin{cases} t_n = \frac{T_0}{1 + \bar{X}_{BX}}; \\ T_{0,n} = t_n + t_p; t_p \approx 0; \\ T_0 = 4\bar{b} T_i; \\ \bar{f}_{ВЫХ(1)} = T_0/T_{0,n} = 1 + \bar{X}_{BX}; \\ \bar{b} = b/A ; \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$
2.Интегрирующий ПНЧ с синфазной амплитудной модуляцией (АМС)	 Рис. 3	 Рис. 4	$\begin{cases} t_{2n-1} = t_{2n} = \frac{0,5T_0}{1 + \bar{X}_{BX}}; \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = \frac{T_0}{1 + \bar{X}_{BX}}; \\ T_0 = 4\bar{b} T_i; \\ \bar{f}_{ВЫХ(2)} = T_0/T_{0,n} = 1 + \bar{X}_{BX}; \\ \bar{b} = b/A ; \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (2)$
3.Интегрирующий ПНЧ с противофазной амплитудной модуляцией (АМП)	 Рис. 5	 Рис. 6	$\begin{cases} t_{2n-1} = t_{2n} = \frac{0,5T_0}{1 - \bar{X}_{BX}}; \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = \frac{T_0}{1 - \bar{X}_{BX}}; \\ T_0 = 4\bar{b} T_i; \\ \bar{f}_{ВЫХ(3)} = T_0/T_{0,n} = 1 - \bar{X}_{BX}; \\ \bar{b} = b/A ; \bar{X}_{BX} = X_{BX}/A ; \\ n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (3)$

Название	Структурная схема	Временные диаграммы сигналов	Системы уравнений
4. Псевдоинтегрирующий ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ	 Рис. 7	 Рис. 8	$\begin{cases} t_{2n-1} = t_{2n} = 0,5T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{BX}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = \\ = T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{BX}); \\ T_0 = 4\bar{b}T_{И}; n = 1, 2, 3, \dots; \end{cases} \quad (4)$ $\bar{f}_{ВЫХ(4)} = T_0 / T_{0,n} = \frac{1}{1 - \bar{X}_{BX}};$ $\bar{b} = b/A ; \bar{X}_{BX} = X_{BX}/2b $
5. Псевдоинтегрирующий ПНЧ с АМ двух порогов переключения РЭ	 Рис. 9	 Рис. 10	$\begin{cases} t_{2n-1} = t_{2n} = 0,5T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{BX}); \\ T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = \\ = T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{BX}); \\ T_0 = 4\bar{b}T_{И}; n = 1, 2, 3, \dots; \end{cases} \quad (5)$ $\bar{f}_{ВЫХ(5)} = T_0 / T_{0,n} = \frac{1}{1 - \bar{X}_{BX}};$ $\bar{b} = b/A ; \bar{X}_{BX} = X_{BX}/b $
6. Комбинированный ПНЧ с интегрированием преобразуемого параметра и АМ одного порога переключения РЭ	 Рис. 11	 Рис. 12	$\begin{cases} T_{0,n} = t_{2n-1} + t_{2n} = \\ = \frac{T_0 \cdot (1 - k_{И} \cdot \bar{X}_{BX})}{1 - k_{И}^2 \cdot \bar{X}_{BX}^2}; \\ \bar{f}_{ВЫХ(6)} = T_0 / T_{0,n} = \\ = \frac{1 - k_{И}^2 \cdot \bar{X}_{BX}^2}{1 - k_{И} \cdot \bar{X}_{BX}}; T_0 = 4\bar{b}T_0; \\ \bar{X}_{BX} = X_{BX}/2b ; \bar{b} = b/A ; \\ k_{BX} = A/2b \cdot k_{И}; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (6)$

влечет за собой повышение частоты автоколебаний ПНЧ $(T_{0,n})^{-1} > (T_0)^{-1}$ (см. табл. 5.1, рис. 8 б).

Для одновременного изменения «верхнего» и «нижнего» порогов переключения « $\pm b$ » РЭ в структурной схеме (см. табл. 5.1, рис. 9) необходимо выпрямитель В заменить на инвертор Ин. В результате этого при увеличении сигнала управления X_{BX} (см. табл. 5.1, рис. 10 а) уменьшаются оба порога « $\pm b$ » РЭ, что приводит к росту частоты на выходе ПНЧ $(T_{0,n})^{-1} > (T_0)^{-1}$ (см. табл. 5.1, рис. 10 б).

Недостатком преобразователя, в котором одновременно изменяется «верхний» и «нижний» пороги переключения РЭ (см. табл. 5.1, рис. 9), в отличие от ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ (см. табл. 5.1, рис. 7), является наличие динамической ошибки $\Delta f_D = T_{0,1} - T_{0,n} = 0,25 \cdot \bar{X}_{BX} \cdot T_0$ (см. табл. 5.1, рис. 10 б), возникающей в результате переходного процесса при изменении входного сигнала X_{BX} в течение первого интервала дискретизации выходных импульсов $Y(t)$ РЭ. Относительная динамическая ошибка может быть найдена из уравнения

$$\delta f_D = 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,1}} = \frac{\bar{X}_{BX}}{4 - 3 \cdot \bar{X}_{BX}}. \quad (5.9)$$

Из выражения (5.9) видно, что с ростом $\bar{X}_{BX}$ относительная динамическая ошибка δf_D в псевдоинтегрирующем ПНЧ с АМ двух порогов переключения РЭ увеличивается. Так, например, при $\bar{X}_{BX} = 0,8$ ошибка δf_D достигает 50 %. Однако, время существования подобной ошибки ограничивается одним периодом следования выходных импульсов ПНЧ.

Преобразователь, структура которого представлена в табл. 5.1, рис. 11 [9, 70, 92, 97], относится к разряду комбинированных двухкоординатных развертывающих систем, когда информативными составляющими ее выходных импульсов одновременно являются как частота следования $(T_{0,n})^{-1}$, так и среднее значение $Y_0 = (-1) \cdot A \cdot [(2t_{2n-1}/T_{0,n}) - 1]$ импульсов $Y(t)$ за интервал дискретизации (см. табл. 5.1, рис. 12 б), причем обе координаты связаны с X_{BX} линейной зависимостью.

В отличие от структурной схемы (см. табл. 5.1, рис. 7), комбинированный ПНЧ содержит два функциональных преобразователя ФП1 и ФП2 пропорционального типа с коэффициентами равными $k_{BX} = (A/2b) \cdot k_{\text{и}}$ и $k_{\text{п}}$ соответственно, осуществляющих связь входной координаты X_{BX} с информаци-

онным входом интегратора И и амплитудного модулятора АМ (см. табл. 5.1, рис. 11).

При отсутствии входного сигнала ($t < t_0$), как и в предыдущих структурах, частота автоколебаний ПНЧ $(T_0)^{-1} = (4\bar{b}T_{\text{и}})^{-1}$ определяется постоянной времени интегратора $T_{\text{и}}$ и порогами переключения « $\pm b$ » релейного элемента (см. табл. 5.1, рис. 12 б). Наличие $X_{\text{вх}}$, когда $t \geq t_0$ (см. табл. 5.1, рис. 12 а) приводит к изменению производной развертки $Y_{\text{и}}(t)$ и одновременно уменьшает порог переключения « $\pm b$ » РЭ на величину, пропорциональную входной координате ПНЧ (см. табл. 5.1, рис. 12 б).

На рис. 5.20 построены модуляционные характеристики $\bar{f}_{\text{вых}} = f(\bar{X}_{\text{вх}})$ для рассмотренных классов ПНЧ в соответствии с системами уравнений (1)–(6), табл. 5.1, в которых приняты следующие обозначения: t_n – интервал развертывающего преобразования; T_0 – период выходных импульсов при $X_{\text{вх}} = 0$; $T_{0,n}$ – период выходных импульсов ПНЧ при $X_{\text{вх}} \neq 0$; $\bar{f}_{\text{вых}}$ – нормированная частота выходных импульсов, отнесенная к несущей частоте $(T_0)^{-1}$; $\bar{b}$ – нормированное значение порога переключения РЭ; $\bar{X}_{\text{вх}}$ – нормированное значение входного сигнала; n – целое число, соответствующее номеру интервала дискретизации.

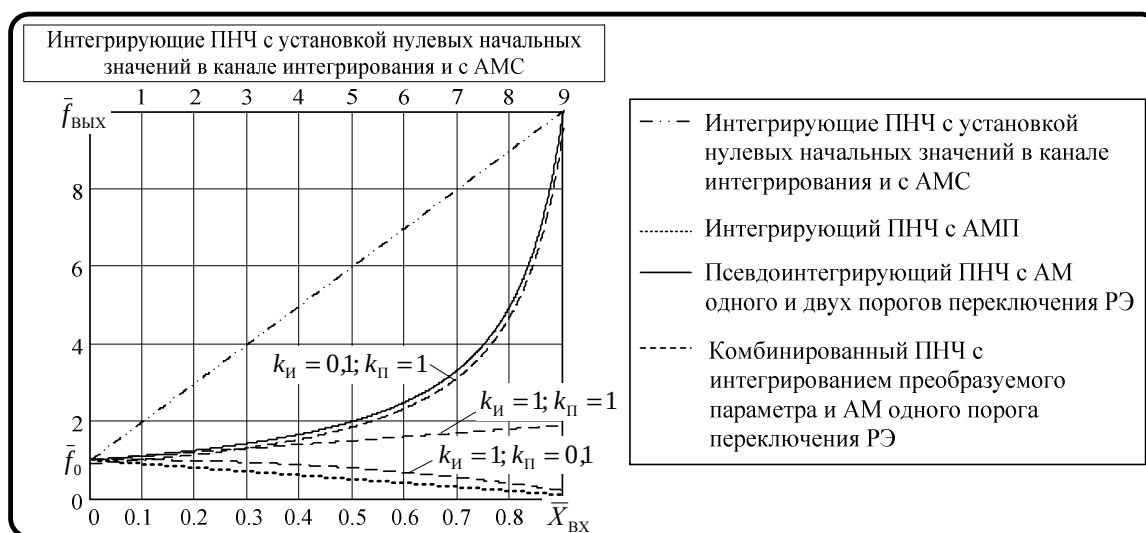


Рис. 5.20. Модуляционные характеристики ПНЧ различных классов

Из рис. 5.20 видно, что для интегрирующих ПНЧ модуляционная характеристика изменяется по линейному закону, причем для ПНЧ с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования (см. табл. 5.1, рис. 1) и для ПНЧ с АМС (см. табл. 5.1, рис. 3) выходная частота увеличивается с

ростом сигнала управления, а для ПНЧ с АМП (см. табл. 5.1, рис. 5) – уменьшается. Для псевдоинтегрирующих ПНЧ (см. табл. 5.1, рис. 7, 9) модуляционная характеристика изменяется по гиперболической зависимости.

Особый интерес представляют модуляционные характеристики комбинированного ПНЧ (см. табл. 5.1, рис. 11), построенных при различных коэффициентах $k_{\text{И}}$ и $k_{\text{П}}$. Коэффициент $k_{\text{И}}$ отражает чувствительность преобразователя со стороны интегрирующего канала, а $k_{\text{П}}$ – со стороны релейного элемента, математические выражения которых представлены в системе уравнений (6), табл. 5.1. Причем, чем больше указанные коэффициенты, тем чувствительней система со стороны каждого из указанных каналов. Например, при $k_{\text{И}} = 0,1$ и $k_{\text{П}} = 1$ чувствительным является канал со стороны РЭ, и поэтому модуляционная характеристика имеет такой же вид, как и для псевдоинтегрирующего ПНЧ (см. рис. 5.20). При одинаковых коэффициентах $k_{\text{И}} = k_{\text{П}} = 1$ модуляционная характеристика изменяется по линейному закону $\bar{f}_{\text{ВЫХ}(5)} = 1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}$, то есть совпадает с характеристиками интегрирующих ПНЧ с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования и ПНЧ с АМС. В случае, когда $k_{\text{И}} = 1$ и $k_{\text{П}} = 0,1$ чувствительным является интегрирующий канал, поэтому в системе наблюдается частотно-широотно-импульсная модуляция, при которой частота уменьшается с ростом входного сигнала по параболической зависимости (см. рис. 5.20).

5.3.2. Статические характеристики преобразователей напряжения в частоту импульсов

Как показано в работах [38, 265, 279] основными источниками статической погрешности развертывающих систем, к числу которых относятся и ПНЧ, является нелинейность развертывающей функции, зависящей от степени точности реализации операции интегрирования, и источники аддитивной погрешности, обусловленной дрейфовыми параметрами интегратора и амплитудного модулятора.

Анализ погрешности, обусловленной экспоненциальным характером изменения развертывающей функции, для различных классов ПНЧ подробно рассмотрен автором в работе [75]. Проведенный анализ показал, что по уровню относительная ошибка

$$\delta f^{\vartheta}[n] = 1 - (T_{0,n}/T_{0,n}^{\vartheta}), \quad (5.10)$$

обусловленная нелинейностью развертывающей функции интегратора, при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ примерно для всех классов ПНЧ совпадают. Так, например, при частоте $\bar{f}_{\Pi} = f_{\Pi}/f_0 = 0,01$ ошибка $\delta f^{\vartheta}[1]$ составляют 1,0 % и с ростом $\bar{f}_{\Pi}$ уменьшаются до величины 0,01 % при $\bar{f}_{\Pi} = 10$. Здесь $f_{\Pi} = f_{\text{ГР}}/k_y$ – полоса равномерного пропускания операционного усилителя интегратора; $f_{\text{ГР}}$ – граничная частота ОУ, при которой статический коэффициент усиления k_y равен единице; $f_0 = (4\bar{b}T_{\text{И}})^{-1}$ – несущая частота ПНЧ при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$. Поэтому, с целью минимизации погрешности ПНЧ, обусловленной экспоненциальным характером изменения развертывающей функции, необходимо использовать ОУ с частотой равномерного пропускания равной или превышающей несущую частоту ПНЧ ($\bar{f}_{\Pi} \geq 1,0$).

Необходимо отметить, что относительная ошибка $\delta f^{\vartheta}[1]$ была рассчитана только за один интервал дискретизации импульсов на выходе ПНЧ. Так, например, в число-импульсных ФСУ (см. п. 4.3.1) угол управления α_y силовым ключом формируется в течении n -го количества импульсов, зависящих от выбора разрядности k двоичного счетчика.

Оценим абсолютную ошибку угла управления $\Delta\alpha^{\vartheta}$, возникающей в число-импульсных ФСУ, из-за нелинейности развертывающей функции интегратора в ПНЧ при условии, что $X_{\text{BX}} = 0$, когда максимальный угол управления $\alpha_{\text{max}} = 180$ эл. град.

С учетом (5.10) абсолютная ошибка импульсов на выходе ПНЧ за один период

$$\Delta T_{0,n}^{\vartheta}[1] = \frac{\delta f^{\vartheta}[1]}{1 - \delta f^{\vartheta}[1]} \cdot T_{0,n}, \quad (5.11)$$

тогда абсолютная ошибка угла управления на выходе число-импульсных ФСУ

$$\Delta\alpha^{\vartheta} = N_{\text{max}} \cdot (T_{\Pi})^{-1} \cdot \Delta T_{0,n}^{\vartheta}[1] \cdot 180 \text{ эл. град.} \quad (5.12)$$

Здесь N_{max} – максимальное число на выходе двоичного счетчика; T_{Π} – период синхронизирующих импульсов в ФСУ.

Решая совместно уравнения (5.11)–(5.12) относительно $\Delta\alpha^{\vartheta}$ и учитывая, что при $X_{\text{BX}} = 0$ период импульсов на выходе ПНЧ $T_{0,n} = T_0 = T_{\Pi}/N_{\text{max}}$, получим

$$\Delta\alpha^{\circ} = \frac{\delta f^{\circ}[1]}{1 - \delta f^{\circ}[1]} \cdot 180 \text{ эл. град.} \quad (5.13)$$

Решение уравнения (5.13) представлено в виде зависимости $\Delta\alpha^{\circ} = F(\delta f^{\circ}[1])$ (рис. 5.21), анализ которой показывает, что абсолютная ошибка $\Delta\alpha^{\circ}$ в число-импульсных ФСУ возрастает с ростом относительной ошибки $\delta f^{\circ}[1]$ ПНЧ и достигает 1,8 эл. град при $\delta f^{\circ}[1] = 1,0\%$. Данное отклонение является весьма существенным, так как для многоканальных синхронных систем управления допустимая ассиметрия угла управления между каналами не должна превышать (2–3) эл. град.

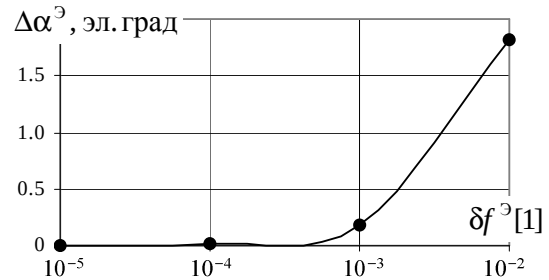
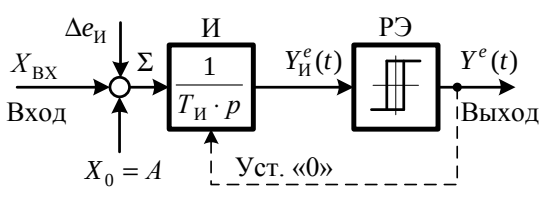
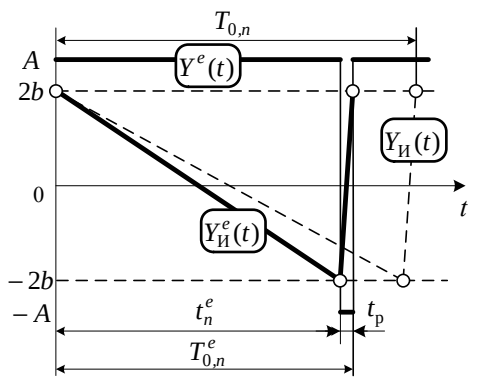
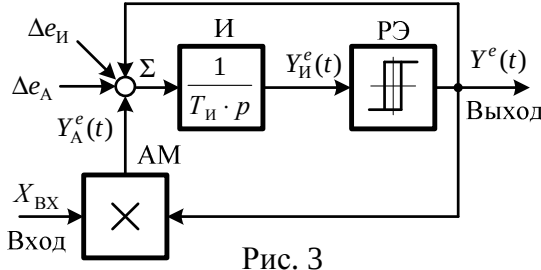
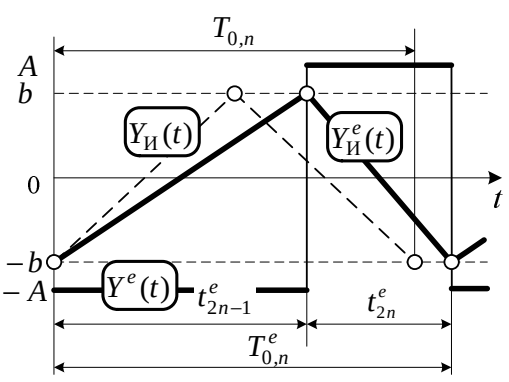
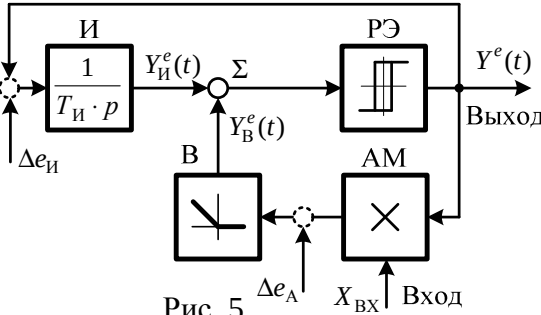
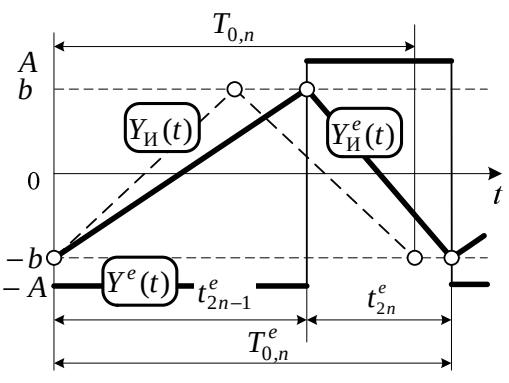


Рис. 5.21. График зависимости $\Delta\alpha^{\circ} = F(\delta f^{\circ}[1])$ для число-импульсных ФСУ из-за нелинейности развертывающей функции интегратора в ПНЧ

Анализ погрешности, обусловленной дрейфовыми параметрами интегратора И и амплитудного модулятора АМ, для различных классов ПНЧ представлен в табл. 5.2. Результирующие сигналы дрейфа интегратора $\Delta e_{\text{и}}$ и амплитудного модулятора $\Delta e_{\text{А}}$, приведенные к входу интегратора и АМ (см. табл. 5.2, рис. 1, 3, 5, 7, 9), воспринимаются ПНЧ как эквивалентное изменение входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$ и, как следствие, приводят к изменению частоты $(T_{0,n}^e)^{-1}$ выходных импульсов преобразователя (см. табл. 5.2, рис. 2, 4, 6, 8, 10). Диаграммы сигналов ПНЧ (см. табл. 5.2, рис. 2, 4, 6, 8, 10) соответствуют случаю, когда знаки сигналов $X_{\text{ВХ}}$, $\Delta e_{\text{и}}$, $\Delta e_{\text{А}}$ совпадают и имеет положительные значения.

На основе структурных схем анализируемых классов ПНЧ и их временных диаграмм сигналов (см. табл. 5.2) были получены уравнения (1)–(5), табл. 5.2, в которых приняты следующие обозначения: t_n^e – интервал развертывающего преобразования с учетом дрейфовых параметров интегратора и АМ; $T_{0,n}^e$, $T_{0,n}$ – периоды выходных импульсов ПНЧ с учетом и без учета дрейфовых параметров интегратора и АМ соответственно; $\delta f^e[n]$ – относительная статическая ошибка частоты выходных импульсов ПНЧ $(T_{0,n}^e)^{-1}$ из-за дрейфовых параметров интегратора и АМ; $\Delta \bar{e}_{\text{и}}$, $\Delta \bar{e}_{\text{А}}$ – нормированные значения дрейфа нуля интегратора и амплитудного модулятора,

Таблица 5.2

1. Интегрирующий ПНЧ с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования	
Структурная схема ПНЧ	Временные диаграммы сигналов ПНЧ
 Рис. 1	 Рис. 2
Относительная ошибка частоты	
$\delta f_1^e [n] = \frac{\pm \Delta \bar{e}_И}{1 + \bar{X}_{ВХ}} \quad (1)$	
2. Интегрирующий ПНЧ с синфазной и противофазной АМ	
Структурная схема ПНЧ	Временные диаграммы сигналов ПНЧ
 Рис. 3	 Рис. 4
Относительная ошибка частоты	
$\delta f_{2,3}^e [n] = \left[\frac{\Delta \bar{e}_И + \Delta \bar{e}_A}{1 \pm \bar{X}_{ВХ}} \right]^2 \quad (2)$	
3. Псевдоинтегрирующий ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ	
Структурная схема ПНЧ	Временные диаграммы сигналов ПНЧ
 Рис. 5	 Рис. 6
Относительная ошибка частоты	
$\delta f_4^e [n] = \frac{(1 - \bar{X}_{ВХ}) \cdot \Delta \bar{e}_И^2 \pm \Delta \bar{e}_A}{1 - \bar{X}_{ВХ} \pm \Delta \bar{X}_A} \quad (3)$	

4. Псевдоинтегрирующий ПНЧ с АМ двух порогов переключения РЭ	
Структурная схема ПНЧ	Временные диаграммы сигналов ПНЧ
Рис. 7	Рис. 8
Относительная ошибка частоты	
$\delta f_5^e [n] = \Delta \bar{e}_И^2 \quad (4)$	
5. Комбинированный ПНЧ с интегрированием преобразуемого параметра и АМ одного порога переключения РЭ	
Структурная схема ПНЧ	Временные диаграммы сигналов ПНЧ
Рис. 9	Рис. 10
Относительная ошибка частоты	
$\delta f_6^e [n] = \frac{(1 - k_П \bar{X}_{BX}) \cdot (\mp 2k_И \Delta \bar{e}_И \bar{X}_{BX} - \Delta \bar{e}_И^2) \pm \Delta \bar{e}_А \cdot (1 - k_И^2 \cdot \bar{X}_{BX}^2)}{(1 - k_И^2 \cdot \bar{X}_{BX}^2) \cdot (1 - k_П \cdot \bar{X}_{BX} \pm \Delta \bar{e}_А)} \quad (5)$	

приведенные к входу интегратора и АМ; $\bar{X}_{BX}$ – нормированное значение входного сигнала; $k_И$, $k_П$ – коэффициенты, определяющие чувствительность комбинированного ПНЧ со стороны интегрирующего канала и со стороны релейного элемента соответственно; $n = 1, 2, 3 \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации $T_{0,n}$.

В уравнении (2), табл. 5.2 «верхний» знак перед величиной $\bar{X}_{BX}$ соответствует интегрирующему ПНЧ с синфазной амплитудной модуляцией, а «нижний» знак – ПНЧ с противофазной АМ.

Анализ выражений (1)–(5), табл. 5.2 позволяет сделать следующие выводы:

➤ Для всех классов ПНЧ относительные ошибки $\delta f_{1..6}^e[1]$ увеличиваются при возрастании параметра $\sigma = \Delta \bar{e}_и = \Delta \bar{e}_А$, что является очевидным и вытекает из временных диаграмм сигналов для ПНЧ (см. табл. 5.2). Поэтому при построении систем управления ВП следует использовать элементы, обладающие малыми значениями дрейфовых параметров.

➤ Для интегрирующих ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования и ПНЧ с АМС относительные ошибки $\delta f_1^e[1]$ и $\delta f_2^e[1]$ уменьшаются с ростом входного сигнала $\bar{X}_{вх}$ (см. уравнение (1)–(2), табл. 5.2). Однако для ПНЧ с АМП ошибка $\delta f_3^e[1]$ возрастает при изменении $\bar{X}_{вх}$, так как сигнал с выхода АМ $Y_A(t)$ находится в противофазе с выходным сигналом ПНЧ $Y(t)$ (см. табл. 5.1, рис. 6 б–в).

➤ Сравнивая уравнения (1)–(2), табл. 5.1 и учитывая, что $\sigma \ll 1$, нетрудно убедиться в том, что температурная и временная стабильность ПНЧ с АМС и АМП значительно превосходит стабильность характеристик преобразователя с установкой нулевых начальных условий в интеграторе, так как ошибки $\delta f_{2..3}^e[1]$, по сравнению с $\delta f_1^e[1]$, определяются квадратичными значениями дрейфовых параметров элементов ПНЧ.

➤ Из уравнения (3), табл. 5.2 для псевдоинтегрирующего ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ видно, что источник $\Delta \bar{e}_и$, независимо от его знака, всегда приводит к уменьшению частоты выходных импульсов ПНЧ по сравнению с требуемым значением, причем влияние $\Delta \bar{e}_и$ ослабевает с ростом амплитуды сигнала управления $\bar{X}_{вх}$. Погрешность, вносимая сигналом $\Delta \bar{e}_А$ дрейфа «нуля» АМ, зависит от его знака по отношению к $\bar{X}_{вх}$. Степень воздействия $\Delta \bar{e}_А$ на уровень результирующей погрешности ПНЧ $\delta f_4^e[1]$ возрастает с увеличением сигнала $\bar{X}_{вх}$. При этом преобладающим источником ошибки ПНЧ является $\Delta \bar{e}_А$.

➤ В псевдоинтегрирующем и комбинированном преобразователях с АМ одного порога переключения РЭ относительные ошибки $\delta f_4^e[1]$ и $\delta f_6^e[1]$ (см. уравнения (3), (5), табл. 5.2) возрастают с ростом $\bar{X}_{вх}$ по причине уменьшения «верхнего» порога переключения «+b» РЭ на величину, пропорциональную входной координате ПНЧ, и, следовательно, уменьшается диапазон колебания сигнала развертки $Y_и(t)$ (см. табл. 5.2, рис. 6, 10). При боль-

ших уровнях $\bar{X}_{\text{BX}}$ дрейфовые параметры АМ $\Delta\bar{e}_A$ становятся соизмеримыми с диапазоном колебания сигнала развертки $Y_{\text{и}}(t)$, что приводит к увеличению ошибок $\delta f_4^e[1]$ и $\delta f_6^e[1]$ с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$.

➤ В отличие от псевдоинтегрирующего ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ, преобразователь в котором одновременно изменяются «верхний» и «нижний» пороги переключения РЭ под действием сигнала управления, дрейфовые параметры АМ $\Delta\bar{e}_A$ не оказывают никакого влияния на статическую точность ПНЧ. Это обстоятельство объясняется тем, что сигнал дрейфа АМ приводит к вертикальному смещению развертки $Y_{\text{и}}^e(t)$ на величину $\Delta\bar{e}_A$ (см. табл. 5.2, рис. 8), в результате выходная частота преобразователя остается неизменной по отношению к требуемой. Таким образом, источником ошибки частоты на выходе ПНЧ являются дрейфовые параметры ОУ, и как видно из выражения (4), табл. 5.2 ошибка $\delta f_5^e[1]$ определяется квадратичным значением дрейфа нуля интегратора $\Delta\bar{e}_{\text{и}}$ ОУ. Это говорит о том, что температурная и временная стабильность псевдоинтегрирующего ПНЧ с АМ двух порогов переключения РЭ значительно превосходит стабильность характеристик псевдоинтегрирующего и комбинированного преобразователей с АМ одного порога переключения РЭ.

Для объективного сравнения статической точности исследуемых классов ПНЧ, обусловленной дрейфовыми параметрами интегратора и амплитудного модулятора, обратимся к графику на рис. 5.22. На нем построены интегральные зависимости $\delta\bar{f}^e[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}})$ для всех классов ПНЧ. Здесь $\delta\bar{f}^e[1]$ – среднестатистическое отклонение выходной частоты ПНЧ в диапазоне изменения дрейфовых параметров ОУ интегратора и амплитудного модулятора $\sigma = \Delta\bar{e}_{\text{и}} = \Delta\bar{e}_A$, рассчитанное из следующего выражения

$$\delta\bar{f}^e[n] = \sum_{j=k}^{j=m} \left| \delta f^e[n] \right|_{i,j} / (m - k + 1). \quad (5.14)$$

Интегральные характеристики, представленные на рис. 5.3, подтверждают, что наилучшей температурной и временной стабильностью обладают интегрирующие ПНЧ с АМС и АМП, а также псевдоинтегрирующий преобразователь с АМ двух порогов переключения РЭ. Среднее положение занимает интегрирующий ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования, а наиболее низкой статической точностью облада-

ют псевдоинтегрирующий и комбинированный преобразователи с АМ одного порога переключения РЭ.

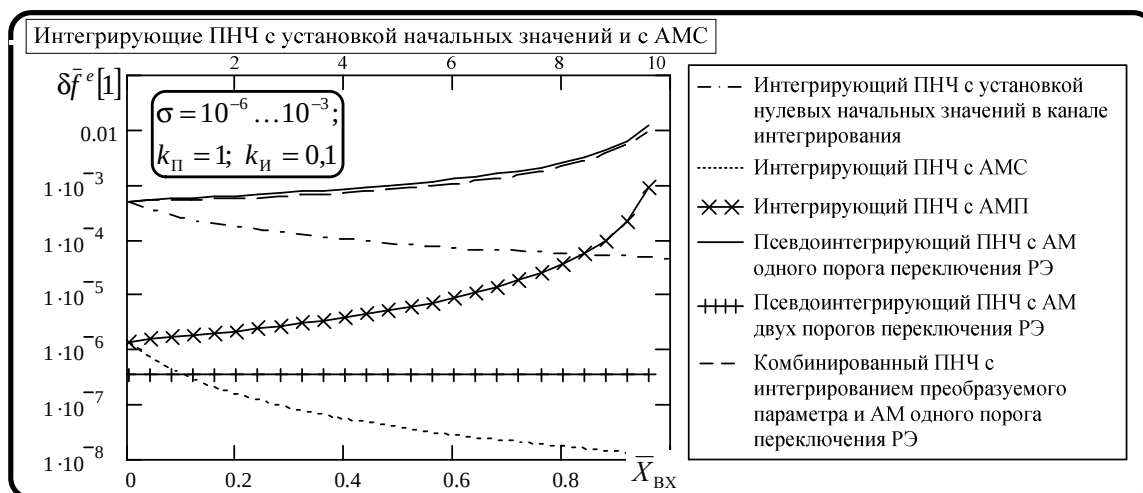


Рис. 5.22. Среднестатистическая ошибка частоты $\delta \bar{f}^e [1] = f(\bar{X}_{ВХ})$ для ПНЧ различных классов в диапазоне изменения дрейфовых параметров ОУ интегратора и амплитудного модулятора $10^{-6} \leq \sigma \leq 10^{-3}$

Подробный анализ мультипликативных и аддитивных ошибок работы ПНЧ различных классов, обусловленных, в частности, экспоненциальным характером разворачивающей функции интегратора и дрейфовыми параметрами элементной базы, а также рекомендации по их минимизации даны автором в работе [75].

5.3.3. Динамические характеристики преобразователей напряжения в частоту импульсов

Анализа динамических характеристик различных классов ПНЧ при воздействии на информационный вход гармонического сигнала помехи $X_{П}(t) = A_{П} \cdot \sin(2\pi t/T_{П})$ в широком частотном диапазоне проведен с использованием методики исследования см. п. 2.2.1. Результаты исследования рассмотрены автором в работах [17, 70, 73, 75, 92, 97, 115] и представлены в табл. 5.3–5.7.

При анализе были приняты следующие допущения: 1) коэффициент передачи АМ и автоколебательного каскада Σ , И, РЭ равен единице; 2) суммарный входной сигнал $X_{ВХ} + X_{П}(t)$ прикладывается на вход ПНЧ в момент времени t_0^* , совпадающим с началом очередного цикла разворачивающего преобразования (см. табл. 5.3–5.7, рис. 2); 3) амплитуда сигнала гармониче-

ской помехи $X_{\Pi}(t)$ не превышает 10 % от уровня полезного сигнала управления $X_{\text{ВХ}}$; 4) время переключения РЭ и АМ равно нулю; 5) в ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования время $t_p \approx 0$ (см. табл. 5.3, рис. 2).

На основе временных диаграмм сигналов ПНЧ (см. табл. 5.3–5.7, рис. 2), построенных с учетом гармонической составляющей $X_{\Pi}(t)$, воздействующей на информационный вход ПНЧ (см. табл. 5.3–5.7, рис. 1) были получены системы уравнений (1), табл. 5.3–5.7, в которых приняты следующие обозначения: $t_n^*, t_{2n-1}^*, t_{2n}^*$ – интервалы разворачивающего преобразования с учетом динамической составляющей $X_{\Pi}(t)$; $T_{0,n}^*, T_{0,n}$ – периоды выходных импульсов ПНЧ с учетом и без учета сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ соответственно; T_0 – период выходных импульсов ПНЧ при $X_{\text{ВХ}} = 0$ и $X_{\Pi}(t) = 0$; $\bar{\Delta f}$ [1] – нормированная динамическая ошибка частоты выходных импульсов ПНЧ $(T_{0,n}^*)^{-1}$ под действием сигнала $X_{\Pi}(t)$ для первого интервала дискретизации ($n = 1$); $\bar{A}_{\Pi}, \bar{F} = T_0/T_{\Pi}$ – нормированное значение амплитуды и частоты сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$ соответственно; $\bar{b}$ – нормированное значение порога переключения РЭ; $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ – нормированное значение входного сигнала; $k_{\Pi}, k_{\text{и}}$ – коэффициенты, отражающие чувствительность комбинированного ПНЧ со стороны интегрирующего канала и со стороны релейного элемента соответственно; $n = 1, 2, 3 \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации $T_{0,n}$.

Решение систем уравнений (1), табл. 5.3–5.7 представлено в виде пространств динамических состояний объектов $\bar{\Delta f}_{1..6}[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 5.3–5.7, рис. 3, 4). В табл. 5.4 «верхний» знак перед величиной $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ соответствует интегрирующему ПНЧ с синфазной амплитудной модуляцией, а «нижний» знак – ПНЧ с противофазной АМ.

Анализ полученных результатов $\bar{\Delta f}_{1..6}[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 5.3–5.7) позволяет сделать следующие выводы:

➤ Частотная область « $\bar{F}$ » ПНЧ, как и любой импульсной системы, делится на область достоверной передачи информации и область частот замедленной дискретизации, где дискретные выборки из динамической составляющей входного сигнала берутся медленнее, чем это необходимо для последующего достоверного восстановления тех процессов, которые происходят в контролируемой системе. В результате режима замедленной

Динамические характеристики интегрирующего ПНЧ с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования

Структурная схема ПНЧ

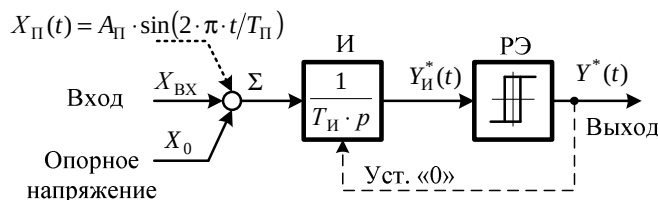


Рис. 1

Временные диаграммы сигналов

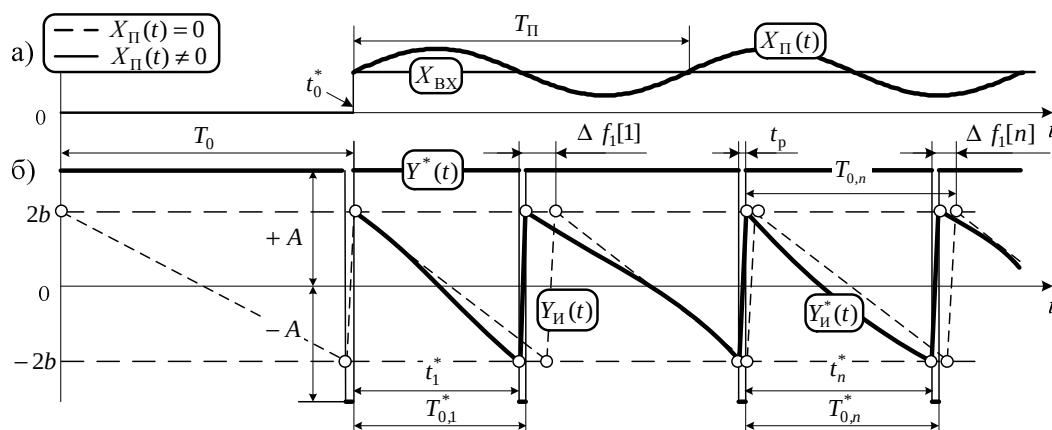


Рис. 2

Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases} T_{0,n}^* = t_n^* = T_0 \cdot \left[1 - \frac{\bar{A}_{\Pi}}{\pi \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_n^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot t_n^*\right) \right] / (1 + \bar{X}_{\text{BX}}); t_p \cong 0; \\ T_{0,n} = T_0 / (1 + \bar{X}_{\text{BX}}); \bar{X}_{\text{BX}} = |X_{\text{BX}} / A|; \bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi} / A|; t_0^* = 0; \\ \Delta \bar{f}_1[n] = \left| 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right|; \bar{F} = T_0 / T_{\Pi}; T_0 = 4 \bar{b} T_{\Pi}; \bar{b} = |b / A|; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$$

Пространство динамического состояния ПНЧ: $\Delta \bar{f}_1[1] = f(\bar{X}_{\text{BX}}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$

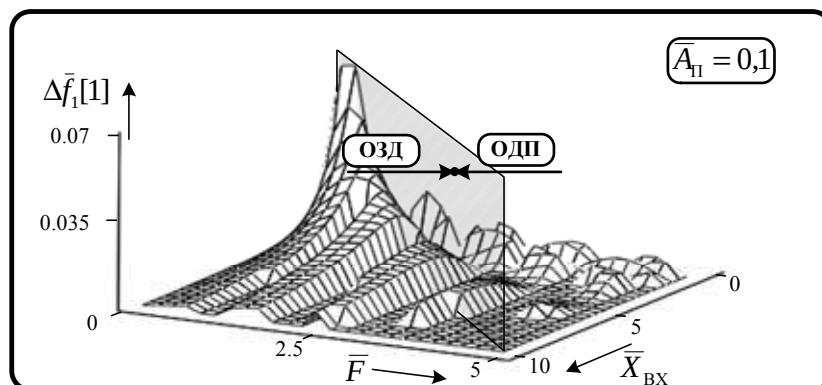


Рис. 3

Таблица 5.4

Динамические характеристики интегрирующих ПНЧ с АМС и АМП	
Структурная схема интегрирующего ПНЧ с АМС	
Рис. 1	
Временные диаграммы сигналов ПНЧ с АМС	
Рис. 2	
Исходная система уравнений (1)	
$ \begin{cases} t_{2n-1}^* = T_0 \cdot \left[0,5 \mp \frac{\bar{A}_\Pi}{\pi \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n-1}^*\right) \right] / (1 \pm \bar{X}_{BX}); \\ t_{2n}^* = T_0 \cdot \left[0,5 \mp \frac{\bar{A}_\Pi}{\pi \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n}^*\right) \right] / (1 \pm \bar{X}_{BX}); \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; T_{0,n} = T_0 / (1 \pm \bar{X}_{BX}); \bar{X}_{BX} = X_{BX} / A ; \bar{A}_\Pi = A_\Pi / A ; t_0^* = 0; \\ \Delta \bar{f}_{2,3}[n] = \left 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right ; \bar{F} = T_0 / T_\Pi; T_0 = 4bT_\Pi; b = b / A ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1) $	
Пространство динамического состояния ПНЧ с АМС: $\Delta \bar{f}_2[1] = f(\bar{X}_{BX}, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$	Пространство динамического состояния ПНЧ с АМП: $\Delta \bar{f}_3[1] = f(\bar{X}_{BX}, \bar{F}, \bar{A}_\Pi = 0,1)$
Рис. 3	Рис. 4

Динамические характеристики псевдоинтегрирующего ПНЧ с амплитудной модуляцией одного порога переключения РЭ

Структурная схема ПНЧ

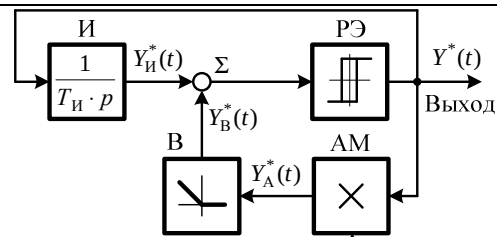


Рис. 1 Выход $X_{ВХ}$ $X_{П}(t)$

Временные диаграммы сигналов

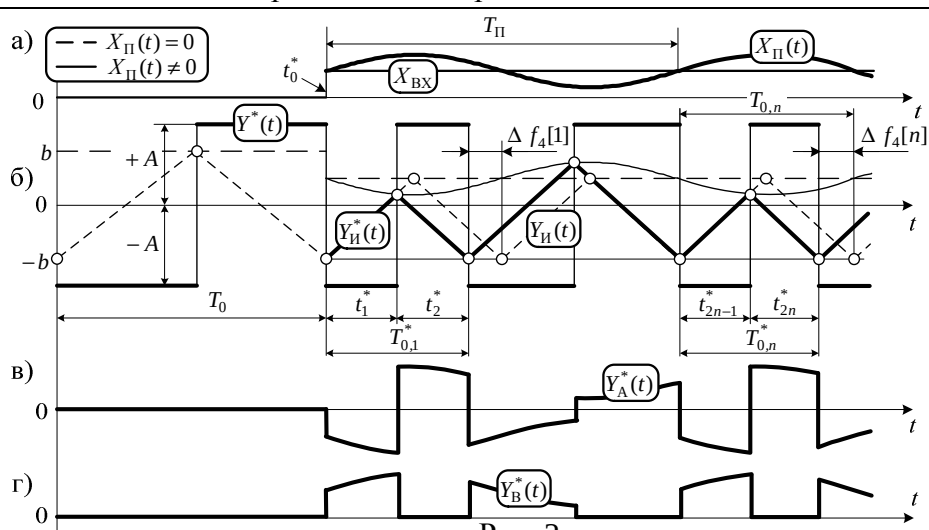


Рис. 2

Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases} t_{2n-1}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - \bar{X}_{ВХ} - 0,5\bar{A}_{П} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \sum_{i=1}^{i=2n-1} t_i^*\right) \right]; t_{2n}^* = t_{2n-1}^*; \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; T_{0,n} = T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{ВХ}); \bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ}/2b|; \bar{A}_{П} = |A_{П}/b|; \\ \Delta\bar{f}_4[n] = \left| 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right|; \bar{F} = T_0/T_{П}; T_0 = 4\bar{b}T_{И}; \bar{b} = |b/A|; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$$

Пространство динамического состояния ПНЧ: $\Delta\bar{f}_4[1] = f(\bar{X}_{ВХ}, \bar{F}, \bar{A}_{П} = 0,1)$

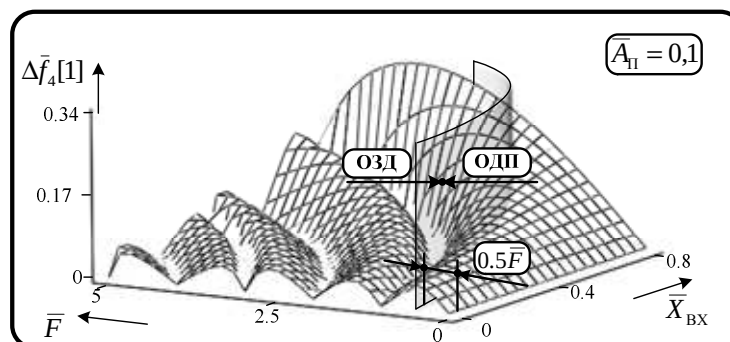


Рис. 3

Динамические характеристики псевдоинтегрирующего ПНЧ с амплитудной модуляцией двух порогов переключения РЭ

Структурная схема ПНЧ

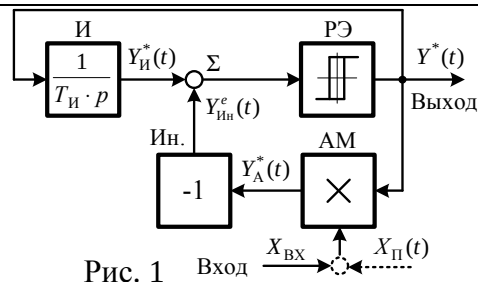


Рис. 1 Выход X_{BX} $X_{\Pi}(t)$

Временные диаграммы сигналов

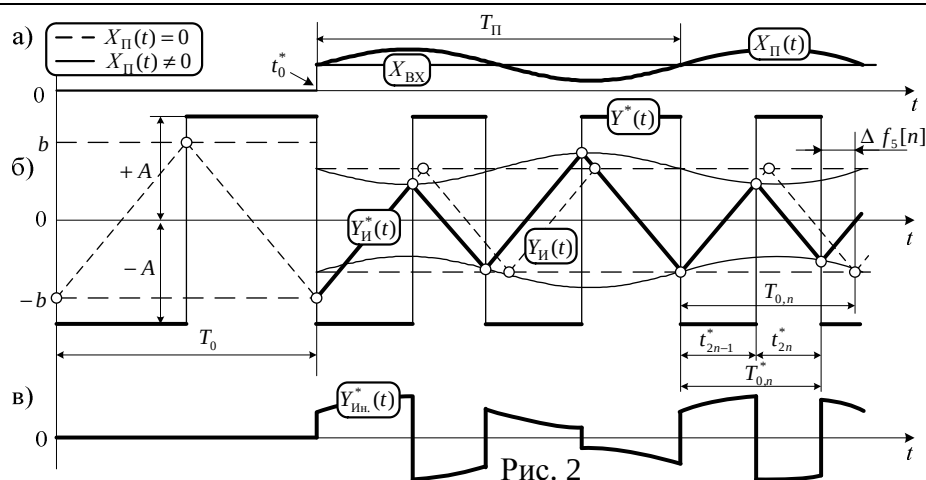


Рис. 2

Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases} t_{2n-1}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - \bar{X}_{BX} - \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \cos\left(\pi\bar{F} \cdot \frac{t_{2n-1}^*}{T_0}\right) \right]; \\ t_{2n}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - \bar{X}_{BX} - \bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \cdot \sum_{i=1}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \cos\left(\pi\bar{F} \cdot \frac{t_{2n}^*}{T_0}\right) \right]; \\ T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; T_{0,n} = T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{BX}); \bar{X}_{BX} = |X_{BX}/b|; \bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi}/b|; \\ \Delta\bar{f}_5[n] = \left| 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right|; \bar{F} = T_0/T_{\Pi}; T_0 = 4bT_{II}; \bar{b} = |b/A|; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (1)$$

Пространство динамического состояния ПНЧ: $\Delta\bar{f}_5[1] = f(\bar{X}_{BX}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$

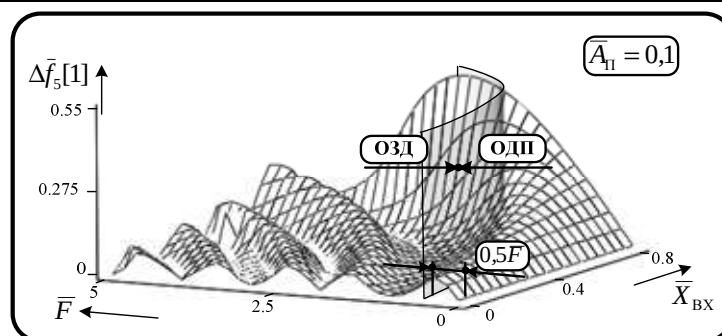


Рис. 3

Динамические характеристики комбинированного ПНЧ с интегрированием преобразуемого параметра и АМ одного порога переключения РЭ

Структурная схема ПНЧ

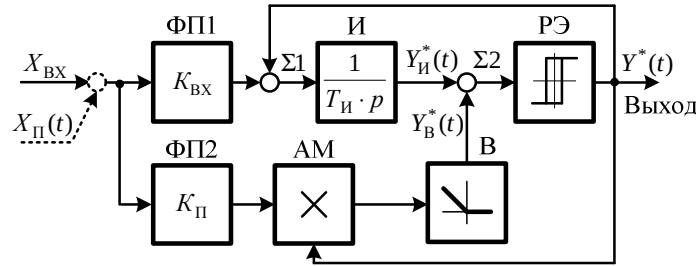


Рис. 1

Временные диаграммы сигналов ПНЧ

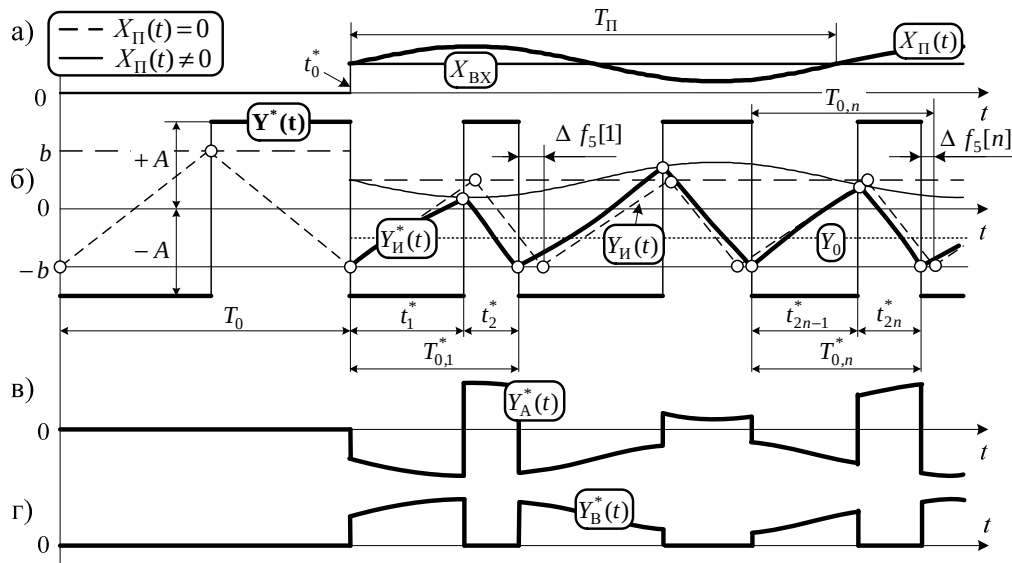
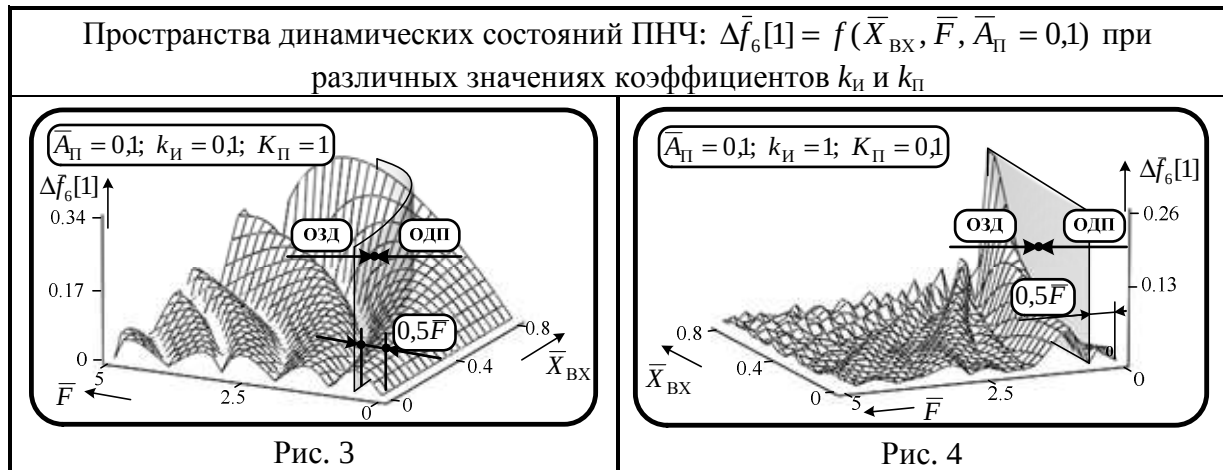


Рис. 2

Исходная система уравнений (1)

$$\begin{cases}
 t_{2n-1}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - k_{\Pi} \cdot \left(\bar{X}_{BX} + 0,5\bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \sum_{i=1}^{i=2n-1} t_i^*\right) \right) + \frac{\bar{A}_{\Pi}k_{\Pi}}{\pi\bar{F}} \cdot \rightarrow \right. \\
 \rightarrow \left. \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n-1}^*\right) \right] / (1 - k_{\Pi}\bar{X}_{BX}); \\
 t_{2n}^* = 0,5T_0 \cdot \left[1 - k_{\Pi} \cdot \left(\bar{X}_{BX} + 0,5\bar{A}_{\Pi} \cdot \sin\left(\frac{2\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \sum_{i=1}^{i=2n-1} t_i^*\right) \right) - \frac{\bar{A}_{\Pi}k_{\Pi}}{\pi\bar{F}} \cdot \rightarrow \right. \\
 \rightarrow \left. \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi\bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n}^*\right) \right] / (1 + k_{\Pi}\bar{X}_{BX}); \\
 T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; T_{0,n} = \frac{T_0 \cdot (1 - k_{\Pi}\bar{X}_{BX})}{1 - k_{\Pi}^2 \cdot \bar{X}_{BX}^2}; \bar{X}_{BX} = |X_{BX}/2b|; \bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi}/b|; t_0^* = 0; \\
 \Delta\bar{f}_6[n] = \left| 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right|; k_{BX} = |A/2b| \cdot k_{\Pi}; \bar{F} = T_0/T_{\Pi}; T_0 = 4bT_{\Pi}; \bar{b} = |b/A|; n = 1, 2, 3, \dots
 \end{cases} \quad (1)$$



дискретизации высокочастотный сигнал помехи преобразуется в низкочастотный [см. п. 2.3.2], который зачастую не поддается фильтрации вследствие его расположения в полосе рабочих частот системы управления.

➤ В области «малых» входных сигналов граница раздела ОДП и ОЗД лежит в окрестностях с координатой $\bar{F} = 0,5$ для всех классов ПНЧ, так как частота их несущих автоколебаний идентичны при $\bar{X}_{\text{BX}} = \bar{A}_{\text{П}} = 0$.

➤ Для интегрирующих ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования и ПНЧ с АМС с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$ динамические ошибки $\Delta \bar{f}_1[1]$ и $\Delta \bar{f}_2[1]$ уменьшаются при одновременном смещении влево по оси $\bar{X}_{\text{BX}}$ границы раздела ОДП и ОЗД (см. табл. 5.3–5.4, рис. 3), что является результатом повышения частоты автоколебаний ПНЧ и снижения соотношения $X_{\text{П}}(t)/X_{\text{BX}}$. С ростом частоты $\bar{F}$ сигнала помехи $X_{\text{П}}(t)$ величины $\Delta \bar{f}_1[1]$ и $\Delta \bar{f}_2[1]$ также уменьшаются, что является признаком, присущим ПНЧ интегрирующего типа, характеризующим их повышенную помехоустойчивость. В ОЗД наибольший уровень $\Delta \bar{f}_1[1]$ и $\Delta \bar{f}_2[1]$ (порядка 2 %) наблюдается в зоне $\bar{X}_{\text{BX}} < 2,0$, который затем с ростом $\bar{X}_{\text{BX}}$ уменьшается до пренебрежимо малой величины.

➤ Для интегрирующего ПНЧ с АМП характерным является смещение вправо по оси $\bar{X}_{\text{BX}}$ границы раздела ОДП и ОЗД из-за уменьшения частоты несущих колебаний ПНЧ по мере увеличения $\bar{X}_{\text{BX}}$ (см. табл. 5.4, рис. 4). В ОДП ошибка $\Delta \bar{f}_3[1]$ возрастает по причине увеличения соотношения $X_{\text{П}}(t)/(A - X_{\text{BX}})$, когда чувствительность ПНЧ к динамической составляющей входного сигнала существенно повышается. В ОЗД динамическая ошибка $\Delta \bar{f}_3[1]$ носит ярко выраженный затухающий колебательный харак-

тер с ростом частоты $\bar{F}$. Режим, при котором наступает $\Delta\bar{f}_3[1]=0$, является следствием того, что при определенном соотношении $\bar{X}_{\text{ВХ}}$, $\bar{A}_{\Pi}$ и $\bar{F}$ ошибки преобразования на интервалах t_{2n-1}^* и t_{2n}^* , вызванные сигналом $X_{\Pi}(t)$, имеют разные знаки и взаимно компенсируются за период автоколебаний $T_{0,n}^*$. К числу неблагоприятных для интегрирующего ПНЧ с АМП факторов следует отнести более высокий, чем при АМС (примерно в 2–4 раза), уровень ошибок ПНЧ в ОЗД. Здесь также следует учитывать тот фактор, что при АМП с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ вероятность того, что сигнал $X_{\Pi}(t)$ окажется в ОЗД гораздо выше по сравнению с АМС из-за уменьшения частоты несущих автоколебаний ПНЧ.

➤ Таким образом, интегрирующий ПНЧ с АМС обеспечивает более низкую погрешность при работе с высокочастотными сигналами, поэтому синфазная амплитудная модуляция, по сравнению с АМП, является наиболее приемлемым видом модуляции в ПНЧ, предназначенных для систем управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации.

➤ В псевдоинтегрирующем ПНЧ с АМ одного и двух порогов переключения РЭ и комбинированном преобразователе пространства динамического состояния $\Delta\bar{f}_4[1]-\Delta\bar{f}_6[1]$ (см. табл. 5.5–5.7, рис. 3) носят ярко выраженный колебательный незатухающий характер с ростом частоты $\bar{F}$ сигнала помехи $X_{\Pi}(t)$, что указывает на низкую помехоустойчивость данных ПНЧ.

➤ Режим работы, при котором динамические ошибки $\Delta\bar{f}_4[1]=0$, $\Delta\bar{f}_5[1]=0$ и $\Delta\bar{f}_6[1]=0$, соответствуют условию, когда отношение частоты сигнала помехи $(T_{\Pi})^{-1}$ к частоте автоколебаний ПНЧ $(T_{0,n}^*)^{-1}$ составляет целое число. В отличие от интегрирующих ПНЧ (см. табл. 5.3–5.4, рис. 3) в псевдоинтегрирующих и комбинированном преобразователях ошибки $\Delta\bar{f}_4[1]-\Delta\bar{f}_6[1]$ (см. табл. 5.5–5.7, рис. 3) возрастают с ростом $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ по причине уменьшения одного или двух одновременно порогов переключения «+b» на величину, пропорциональную входной координате ПНЧ, и, следовательно, снижается диапазон колебания сигнала развертки $Y_{\Pi}^*(t)$ (см. табл. 5.5–5.7, рис. 2 б). При больших уровнях $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ амплитуда сигнала помехи $\bar{A}_{\Pi}$ становится соизмеримой с диапазоном колебания сигнала развертки $Y_{\Pi}^*(t)$, что и приводит к увеличению ошибок $\Delta\bar{f}_4[1]-\Delta\bar{f}_6[1]$.

➤ В псевдоинтегрирующем ПНЧ с АМ двух порогов переключения РЭ максимальный уровень динамической ошибки $\Delta\bar{f}_5[1]$ в 1,5 раза превышает

уровень ошибки $\Delta \bar{f}_4[1]$ для преобразователя с АМ одного порога переключения РЭ, что объясняется одновременной модуляцией двух порогов переключения РЭ « $\pm b$ » по гармоническому закону, находящихся в противофазе по отношению к сигналу помехи $X_{\Pi}(t)$ (см. табл. 5.6, рис. 2 б). Здесь также целесообразно напомнить, что в ПНЧ с АМ двух порогов переключения РЭ, в отличие от преобразователя с АМ одного порога, в переходном процессе, вызванном изменением входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$, в течение первого интервала дискретизации выходных импульсов $Y(t)$ РЭ возникает динамическая ошибка Δf_D (см. табл. 5.1, рис. 10 б), достигающая 50 % при $\bar{X}_{\text{ВХ}} = 0,8$. Таким образом, в псевдоинтегрирующих ПНЧ амплитудная модуляция одного порога переключения РЭ является наиболее приемлемым видом АМ, когда обеспечивается более низкая погрешность при работе с высокочастотными сигналами помехи.

➤ Динамические свойства комбинированного ПНЧ изменяются в зависимости от численных значений коэффициентов $k_{\text{и}}$ и $k_{\text{п}}$, определяющих чувствительность преобразователя со стороны интегрирующего канала и со стороны РЭ соответственно. Так при $k_{\text{и}} = 0,1$ и $k_{\text{п}} = 1$ пространства динамических состояний для комбинированного ПНЧ (см. табл. 5.7, рис. 3) совпадают с пространством для псевдоинтегрирующего ПНЧ с АМ одного порога переключения РЭ (см. табл. 5.5, рис. 3), при значениях $k_{\text{и}} = 1$ и $k_{\text{п}} = 0,1$ ПНЧ приобретает характеристики близкие к свойствам интегрирующего РП с ЧШИМ на что указывают пространства динамических состояний (см. табл. 2.8, 5.7, рис. 4). Последнее обстоятельство объясняется тем, что уменьшение коэффициента $k_{\text{п}}$ приводит к ослаблению информативного сигнала и сигнала помехи, поступающих на вход РЭ. Таким образом, ПНЧ, содержащие информативный канал со стороны РЭ, обладают низкой помехоустойчивостью.

На рис. 5.23 представлены интегральные характеристики $\Delta \bar{f}^*[1] = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \bar{A}_{\text{п}} = 0,1)$ для перечисленных классов ПНЧ, рассчитанные в соответствии с системами уравнений (1), табл. 5.3–5.7 и выражением (2.4), см. п. 2.2.1, рис. 2.4.

Интегральные характеристики, представленные на рис. 5.23, позволяют сделать следующие выводы:

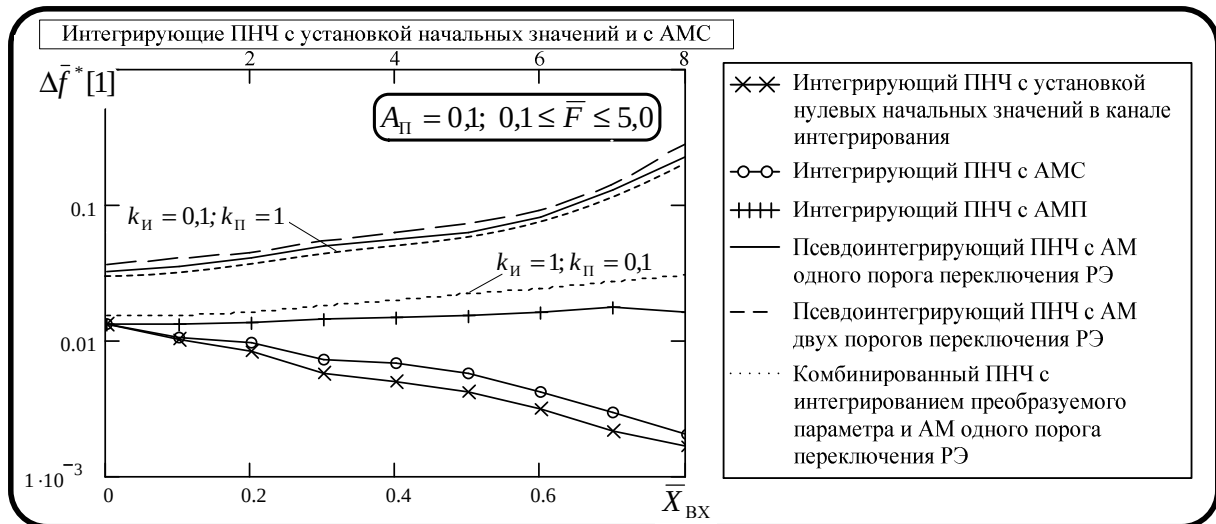


Рис. 5.23. Среднестатистическая ошибка частоты $\Delta \bar{f}^* [1] = f(\bar{X}_{вх})$ для ПНЧ различных классов в диапазоне частот помехи $0,1 \leq \bar{F} \leq 5,0$

➤ Интегрирующие ПНЧ, по сравнению с псевдоинтегрирующим и комбинированным преобразователями, обладают повышенной помехоустойчивостью. Это вызвано тем, что в интегрирующих ПНЧ сигнал помехи, воздействующий на вход системы, подвергается операции интегрирования, что приводит к снижению интегральной ошибки $\Delta \bar{f}^* [1]$, тогда как в псевдоинтегрирующих и комбинированном ПНЧ этот же сигнал поступает непосредственно на вход РЭ, модулируя его порог переключения по гармоническому закону.

➤ В диапазоне частот сигналов помех $0 \leq \bar{F} \leq 5,0$ интегральная ошибка $\Delta \bar{f}^* [1]$ для интегрирующих ПНЧ с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования и для ПНЧ с АМС составляет 1,3 % и с ростом $\bar{X}_{вх}$ снижается практически в 6 раз. Для псевдоинтегрирующих преобразователей с АМ одного и двух порогов переключения РЭ и комбинированного ПНЧ, рассчитанного при $k_{и} = 0,1$ и $k_{п} = 1$, эта же ошибка при $\bar{X}_{вх} = 0$ составляет 3,5 %, а при больших уровнях входного сигнала увеличивается до величины ≈ 22 %.

➤ Интегрирующий преобразователь с АМП и комбинированный ПНЧ, рассчитанный при значениях $k_{и} = 1$ и $k_{п} = 0,1$, занимают промежуточное положение между рассмотренными выше преобразователями.

➤ Интегрирующий ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования обладает наиболее высокой помехоустойчивостью по сравнению с другими преобразователями. Здесь также необходимо от-

метить, что в интегрирующем ПНЧ с АМС температурная и временная стабильность значительно превосходит стабильность характеристик других преобразователей в том числе и ПНЧ с установкой нулевых начальных условий в канале интегрирования. Кроме того, ПНЧ с АМС обладает более широкими функциональными возможностями. Например, на его основе достаточно просто реализовать ПНЧ с гальванически разделенным входом, для чего АМ выполняется по схеме трансформаторного амплитудного модулятора с транзисторными ключами на первичной стороне [75, 97].

➤ Таким образом, интегрирующие преобразователи с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования и ПНЧ с АМС обеспечивают более низкую погрешность при работе с высокочастотными сигналами и являются наиболее приемлемыми в число-импульсных АЦП и ФСУ, работающих в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации.

В интегрирующем ПНЧ с АМС или АМП для повышения частоты несущих колебаний без уменьшения постоянной времени интегратора и зоны неоднозначности РЭ, что неизбежно снижает помехоустойчивость ПНЧ, может быть использован структурный метод, предложенный автором в работе [199], основанный на введении в схему преобразователя дополнительного безгистерезисного релейного элемента, осуществляющий фиксацию моментов времени перехода разверткой интегратора нулевого уровня, и выходного блока логической функции «Равнозначность». Это вызывает формирование на выходе ПНЧ импульсов с удвоенной частотой, что достигается без изменения постоянной времени интегратора и зоны неоднозначности РЭ.

ВЫВОДЫ

1. В цифровых системах промышленной автоматики и вентильного электропривода проблема их помехоустойчивости и эксплуатационной надежности зависит, в частности, от качества преобразования аналоговой координаты в цифру, что зачастую диктует необходимость применения интегрирующих методов аналого-цифрового преобразования.

2. Впервые обозначена проблема синхронизации работы АЦП с интервалом дискретизации вентильного преобразователя. Установлено, что од-

ним из путей, позволяющих достичь компромисса между быстродействием и помехоустойчивостью ВП в канале «датчик – АЦП», является метод цифровой обработки данных, когда АЦП формирует код и передает его в систему управления преобразователем синхронно с очередным интервалом дискретизации ВП. При этом тактовую частоту съема данных с АЦП выбирать выше дискретизации ВП, не только бессмысленно, но и вредно, так как это приводит к снижению помехоустойчивости системы управления за счет «проникновения» в цифровой код как высокочастотных пульсаций ВП, например, пульсаций тока, так и внешних помех, генератором которых зачастую являются непосредственно элементы электронной части систем управления, работающие в дискретном (импульсном) режиме, а также наводки, наводимые в информационных линиях (проводах) датчиков обратных связей.

3. Впервые предложены реверсивные интегрирующие АЦП с широтно-импульсной модуляцией и число-импульсный АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией для систем управления вентилями преобразователями, работающие синхронно с частотой дискретизации ВП и обладающие высокой помехоустойчивостью, присущей любым интегрирующим АЦП, а также точностью процесса преобразования входного сигнала.

4. Расширение полосы пропускания реверсивного интегрирующего АЦП с ШИМ, тактируемого сигналом синхронизации вентильного преобразователя, возможно путем увеличения числа циклов развертывающего преобразования «внутри» этого интервала синхронизации. При этом наилучший результат дает способ, при котором «оцифровке» подвергается не сумма, а последний из серии интервалов развертывающего преобразования АЦП на интервале дискретизации ВП, что позволяет расширить полосу пропускания АЦП до предельно возможного значения, определяемой из теоремы В.А. Котельникова.

5. Установлено, что реверсивный число-импульсный АЦП с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией имеет практически неограниченный допустимый диапазон изменения входного сигнала и повышенную температурную и временную стабильность характеристик, превышающую аналогичные технические решения не менее чем на порядок. Ди-

намические показатели АЦП данного класса определяются интервалом дискретизации ВП (тактом преобразования). Его отличительной особенностью является то, что он может автоматически перестраивать свои характеристики в случае изменения частоты тактовых импульсов, сохраняя постоянным уровень на выходе, что достигается за счет введения блока коррекции частоты, воздействующего на порог переключения релейного элемента в интегрирующих ПНЧ с синфазной амплитудной модуляцией. Данная ситуация возникает в ведомых сетях вентильных преобразователей в случае нестабильности частоты питающего напряжения или в автономных ВП при изменении частоты ШИМ в процессе их настройки.

6. Впервые предложен реверсивный замкнутый интегрирующий АЦП с бестактовым поразрядным уравниванием и полосой пропускания, зависящей, главным образом, от постоянной времени канала интегрирования, который может быть использован, в частности, в системах управления с переменным тактом сбора и обработки данных. Применение интегратора в прямом канале регулирования обеспечивает высокую помехоустойчивость и точность, а бестактовое поразрядное управление – высокое быстродействие по сравнению с интегрирующими АЦП по методу двухтактного интегрирования.

7. Установлено, что замкнутый интегрирующий АЦП с бестактовым поразрядным уравниванием представляет собой асинхронную релейно-импульсную систему, в которой преобразование аналогового сигнала в цифровой код осуществляется естественным образом, так сказать, «самотеклом», а скорость преобразования определяется только задержками элементов, входящих в состав АЦП, и не регламентируется какими-либо синхронизирующими сигналами. В переходном процессе в АЦП возникает мгновенная динамическая ошибка. Для ее исключения впервые предложена схема запрета, которая блокирует считывание данных во время изменения состояния релейных элементов, формирующих разряды выходного кода.

8. Впервые исследованы динамические характеристики асинхронной релейно-импульсной системы в разомкнутой структуре АЦП с бестактовым поразрядным уравниванием при отсутствии интегратора в прямом канале регулирования. Показано, что ее быстродействие зависит только от динамических возможностей элементной базы АЦП и, в первую очередь, от

времени переключения релейных элементов, а также от количества разрядов преобразуемого кода и уровня входного сигнала. Количество разрядов в АЦП не должно превышать десяти, что в большинстве случаев является достаточным для электроприводов с цифровыми системами управления.

9. С позиций теории разветвляющих систем произведена классификация и разработаны обобщенные структурные схемы различных принципов построения преобразователей напряжения в частоту импульсов для числимпульсных аналого-цифровых преобразователей и фазосдвигающих устройств.

10. На основе полученных автором аналитических выражений с использованием метода пространства динамического состояния объекта дан сопоставительный анализ статических и динамических характеристик ПНЧ различного класса.

11. Установлено, что для интегрирующих ПНЧ выходная частота меняется линейно с ростом сигнала управления, а для псевдоинтегрирующих – по гиперболическому закону. Комбинированный ПНЧ относится к разряду двухкоординатных разветвляющих систем, когда информативными составляющими его выходных импульсов одновременно являются как частота их следования, так и среднее значение импульсов за интервал дискретизации. На его основе за счет изменения коэффициентов $k_{\text{и}}$ и $k_{\text{вх}}$ можно получить кроме линейного и гиперболического закона изменения выходной частоты и параболический, когда в системе реализуется частотно-широотно-импульсная модуляция.

12. Даны практические рекомендации по выбору параметров элементной базы ПНЧ, а также частоты автоколебаний, при которой обеспечивается минимизация их статической ошибки.

13. Сравнительный анализ статической погрешности, обусловленной дрейфовыми параметрами интегратора и амплитудного модулятора, показал, что наилучшей температурной и временной стабильностью, превышающей не менее чем на порядок известные технические решения, обладают интегрирующие ПНЧ с синфазной амплитудной модуляцией, а также псевдоинтегрирующий преобразователь с амплитудной модуляцией двух порогов переключения релейного элемента.

14. Наиболее благоприятным видом модуляции в интегрирующих ПНЧ является синфазная амплитудная модуляция, обеспечивающая практически неограниченный диапазон изменения входного сигнала, высокую точность и помехоустойчивость процесса преобразования информативной координаты в частоту импульсов.

15. Установлено, что интегрирующие преобразователи напряжения в частоту импульсов обладают высокой помехоустойчивостью к сигналам внешних помех и минимальным уровнем ошибок в области частот замедленной дискретизации, который падает как с ростом частоты сигнала помехи, так и постоянной составляющей сигнала управления. Поэтому в число-импульсных аналого-цифровых преобразователях и фазосдвигающих устройствах, работающих в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации, следует применять интегрирующие ПНЧ либо с установкой нулевых начальных значений в канале интегрирования либо с синфазной амплитудной модуляцией.

Глава 6. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ПОСТОЯННОГО ТОКА

В предыдущих главах диссертационной работы были подробно рассмотрены и исследованы статические и динамические характеристики отдельных элементов систем управления вентильными преобразователями, включая устройства синхронизации, фазосдвигающие устройства, преобразователи аналоговых сигналов в цифровой код, построенные на основе различных способах развертывающего преобразования.

При этом очевидно, что применительно к достаточно жестким условиям промышленной эксплуатации систем управления ВП на их работоспособность будут оказывать множество различных факторов, например, тип возмущающегося воздействия, место и момент его приложения в системе и т.д. Поэтому окончательный вывод о преимуществах того или иного способа развертывающего преобразования и построенного на его основе элемента системы управления ВП можно будет сделать только при условии рассмотрения их работы в составе всей системы управления совместно с силовым вентильным блоком, когда становится ясным результат взаимодействия всего комплекса элементов ВП, а не его отдельных составных частей.

Это делает актуальным задачу анализа помехоустойчивости, статических и динамических характеристик в разомкнутой и замкнутой системах управления вентильными преобразователями, построенными на основе интегрирующего развертывающего преобразования с последующим их сравнением с традиционными системами управления, широко применяемыми в серийно выпускаемых ВП отечественного и зарубежного производства.

6.1. МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ, СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Как уже отмечалось в гл. 1, надежность работы вентильных преобразователей в условиях реальной промышленной обстановки во многом определяется степенью восприимчивости их системы управления к возмущающим воздействиям, возникающих как со стороны синхронизирующего, так и информационного каналов управления (см. п. 1.1, рис. 1.4 а). Поэтому необхо-

димом рассмотрим методику исследования характеристик систем управления ВП со стороны обоих каналов.

Методика исследования помехоустойчивости, статических и динамических характеристик систем управления ВП со стороны синхронизирующего канала приведена на рис. 6.1 и рассмотрена на примере трехфазного управляемого выпрямителя тока, который является наиболее распространенным в

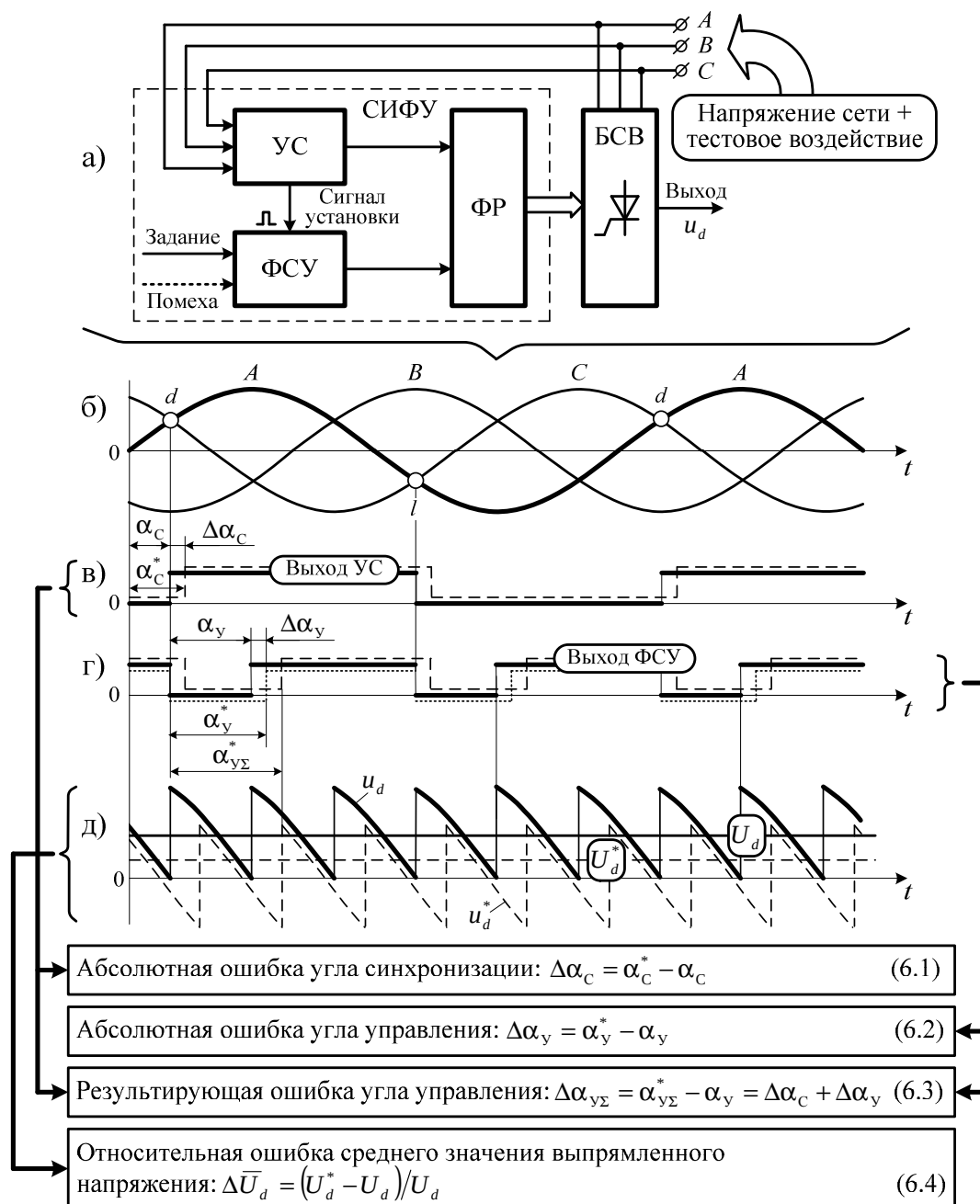


Рис. 6.1. Упрощенная функциональная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–д) к методике оценки помехоустойчивости, статических и динамических характеристик систем управления ВП со стороны синхронизирующего канала на примере трехфазного управляемого выпрямителя тока

системах вентильного электропривода и характеризуется наиболее сложной структурой с позиций взаимодействия элементов многоканальной синхронной СИФУ [200, 201, 250, 274].

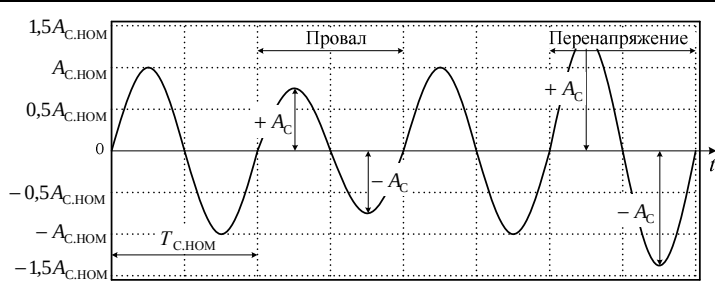
При воздействии тестового (возмущающего) воздействия со стороны трехфазной системы напряжений A, B, C (см. рис. 6.1 а) на выходе УС, ФСУ и ВП соответственно возникают отклонения угла синхронизации α_c^* , угла управления α_y^* и среднего значения выпрямленного напряжения U_d^* от установившихся значений α_c, α_y и U_d (см. рис. 6.1 в–д), замеренных при номинальных параметрах напряжения сети и отсутствии в ней искажений.

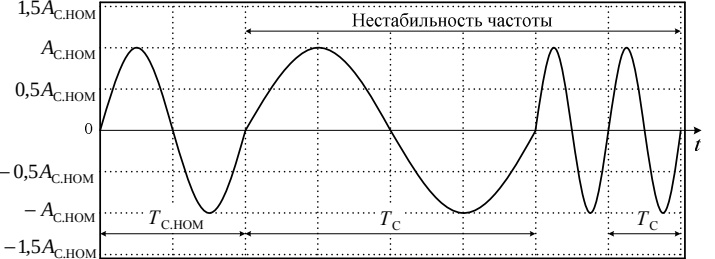
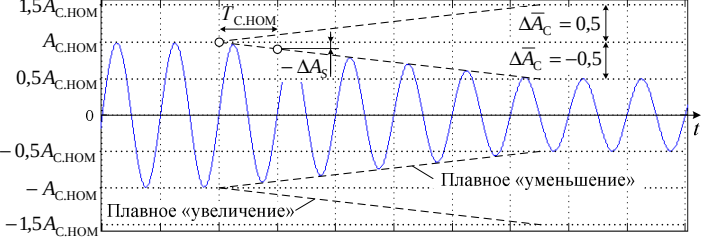
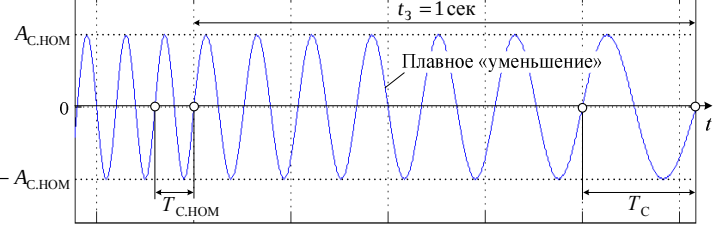
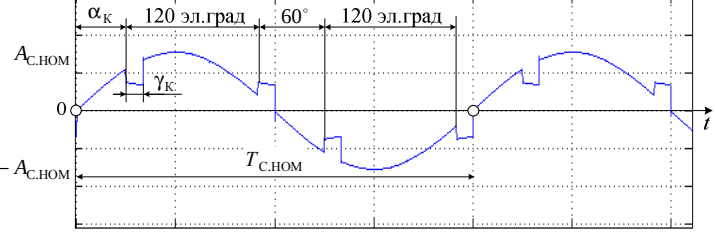
В качестве критерия оценки помехоустойчивости, статических и динамических характеристик систем управления ВП со стороны синхронизирующего канала были приняты абсолютные ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ и угла управления $\Delta\alpha_y$ на выходе УС и ФСУ (см. рис. 6.1 в, г), результирующая ошибка угла управления $\Delta\alpha_{y\Sigma}$, складывающаяся из ошибок $\Delta\alpha_c$ и $\Delta\alpha_y$, а также относительная ошибка среднего значения выпрямленного напряжения $\Delta\bar{U}_d$ на выходе ВП, рассчитанные из уравнений (6.1)–(6.4), рис. 6.1 соответственно.

Анализ помехоустойчивости, статических и динамических характеристик систем управления ВП со стороны синхронизирующего канала проводился при следующих условиях. В качестве основных возмущающих факторов ошибки ВП, влияющих на его точность, рассматривались тестовые воздействия, приведенные в табл. 6.1. Там же приведены и исследуемые за-

Таблица 6.1

Виды тестовых воздействий для исследования вентильных преобразователей со стороны синхронизирующего канала

Вид исследования	Тестовое воздействие	Исследуемые зависимости и диапазон изменения исследуемого параметра
Статика и динамика	 Рис. 1	$\Delta\alpha_c, \Delta\alpha_y, \Delta\alpha_{y\Sigma} = f(\Delta\bar{A}_c),$ $\Delta\bar{U}_d = f(\Delta\bar{A}_c) \text{ при}$ $f_c = (T_{C.HOM})^{-1} = \text{const};$ $\Delta\bar{A}_c = \frac{A_c - A_{C.HOM}}{A_{C.HOM}};$ $\Delta\bar{A}_{C.max} = \pm 50\%$

Вид исследования	Тестовое воздействие	Исследуемые зависимости и диапазон изменения исследуемого параметра
Статика	 Рис. 2	$\Delta\alpha_C, \Delta\alpha_Y, \Delta\alpha_{Y\Sigma} = f(\Delta\bar{f}_C),$ $\Delta\bar{U}_d = f(\Delta\bar{f}_C) \text{ при}$ $A_{C.HOM} = \text{const};$ $\Delta\bar{f}_C = \frac{(T_C)^{-1} - (T_{C.HOM})^{-1}}{(T_{C.HOM})^{-1}};$ $\Delta\bar{f}_{C.max} = \pm 50\%$
Динамика	 Рис. 3	$\Delta\alpha_C, \Delta\alpha_Y, \Delta\alpha_{Y\Sigma} = f(\bar{S}_U)$ при $f_C = (T_{C.HOM})^{-1} = \text{const};$ $\bar{S}_U = \Delta A_S / A_{C.HOM};$ $\bar{S}_{U.max} = \pm 45\%$
Динамика	 Рис. 4	$\Delta\alpha_C, \Delta\alpha_Y, \Delta\alpha_{Y\Sigma} = f(S_f)$ при $A_{C.HOM} = \text{const};$ $S_f = \frac{(T_C)^{-1} - (T_{C.HOM})^{-1}}{1 \text{ с}};$ $S_{f.max} = \pm 30 \text{ Гц/с}$
Помехоустойчивость	 Рис. 5	$\Delta\alpha_C, \Delta\alpha_Y, \Delta\alpha_{Y\Sigma},$ $\Delta\bar{U}_d = f(\alpha_K, \gamma_K)$ при $A_{C.HOM} = \text{const}$ и $T_{C.HOM} = \text{const};$ $30 \leq \alpha_K \leq 180 \text{ эл.град};$ $0 \leq \gamma_K \leq 25 \text{ эл.град}$
$\Delta\bar{A}_C$ – нормированная ошибка фактической амплитуды A_C напряжения сети относительно ее номинального значения $A_{C.HOM} = \sqrt{2} \cdot 220 \text{ В};$ $\Delta\bar{f}_C$ – нормированная ошибка фактической частоты $(T_C)^{-1}$ напряжения сети относительно ее номинального значения $(T_{C.HOM})^{-1} = 50 \text{ Гц};$ $\bar{S}_U$ – нормированная скорость изменения амплитуды ΔA_S за один период T_C напряжения сети по отношению к номинальной амплитуде $A_{C.HOM};$ S_f – абсолютная скорость изменения частоты $(T_C)^{-1}$ напряжения сети за заранее заданный интервал времени t_3, равный 1 сек; α_K – угол задержки коммутационных искажений напряжения сети; γ_K – угол коммутации (длительность импульсов коммутационных искажений).		

висимости. Диапазон изменения параметров в табл. 6.1 соответствует реальным значениям, характерным для стационарных и автономных источников электроснабжения (см. п. 1.1, табл. 1.1).

Способность вентильных преобразователей работать в условиях нестациональности как амплитуды (см. табл. 6.1, рис. 1), так и частоты (см. табл. 6.1, рис. 2) напряжения сети в течение длительного интервала времени, позволяет оценить анализ статических характеристик. В свою очередь, быстродействие или скорость реакции системы управления ВП при мгновенном (см. табл. 6.1, рис. 1) или плавном (см. табл. 6.1, рис. 3) изменении амплитуды напряжения сети, а также плавном изменении частоты сети (см. табл. 6.1, рис. 4) позволяет выявить анализ динамических характеристик.

В условиях реальной промышленной обстановки наибольшее влияние на работу ВП оказывают коммутационные искажения напряжения сети. Поэтому анализ помехоустойчивости систем управления ВП со стороны канала синхронизации проводился при наличии коммутационных искажений в источнике электропитания (см. табл. 6.1, рис. 5), которые создавались при помощи мостового тиристорного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС.

Степень восприимчивости системы управления к сигналам внешних помех, а также быстродействие ВП со стороны информационного канала управления позволяет оценить анализ помехоустойчивости и динамических характеристик.

Методика анализа динамических характеристик, рассмотренная в п. 2.2.1 (см. рис. 2.5) для развертывающих преобразователей с использованием аппарата амплитудно-частотных характеристик, полностью применима для исследования динамики ВП со стороны информационного входа, так как развертывающий и вентильный преобразователи относятся к импульсным системам.

Анализ помехоустойчивости систем управления ВП со стороны информационного канала управления проводился в замкнутой системе электропривода, например, с внутренним контуром тока и внешним контуром скорости (рис. 6.2) при воздействии гармонического сигнала помехи $X_{\text{п}}(t) = A_{\text{п}} \cdot \sin(2\pi t/T_{\text{п}})$ с амплитудой $A_{\text{п}}$, равной 10 % от напряжения питания СУ, и

частотой $f_{\Pi} = (T_{\Pi})^{-1}$ в широком частотном диапазоне на информационный вход ФСУ или ИМ (см. рис. 6.2).

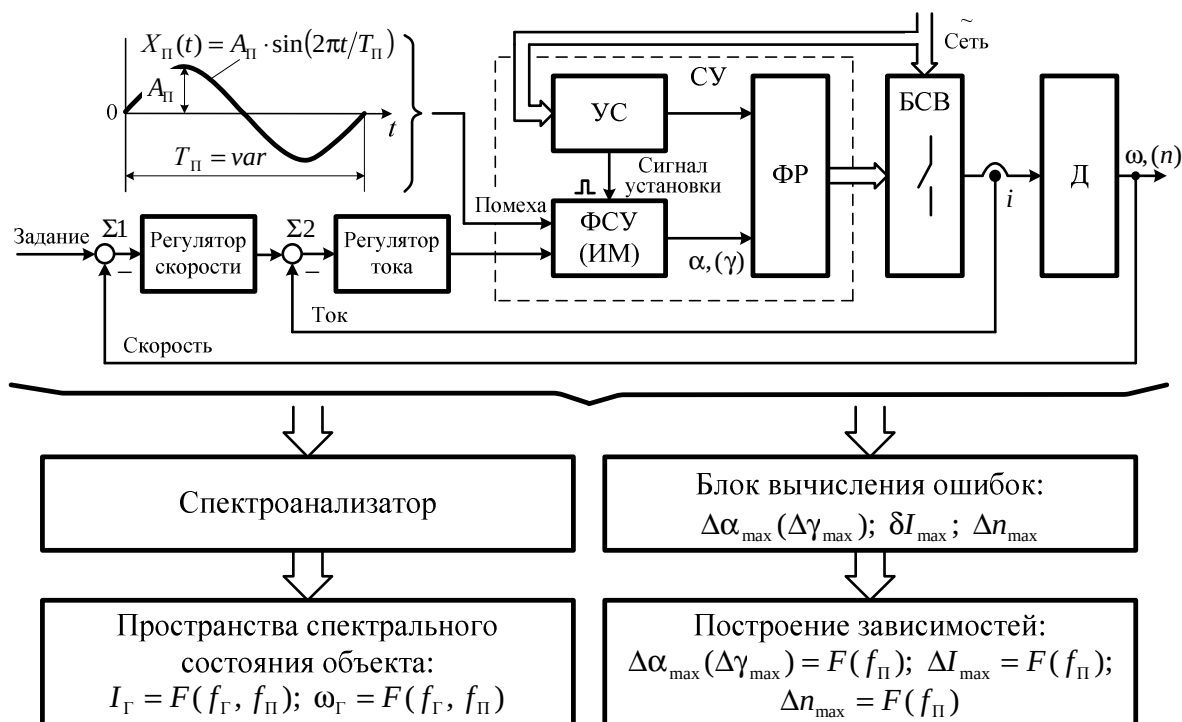


Рис. 6.2. Методика анализа помехоустойчивости систем управления вентильными преобразователями со стороны информационного канала управления

Результаты исследования помехоустойчивости ВП представлены в виде пространств спектрального состояния тока $I_{\Gamma} = F(f_{\Gamma}, f_{\Pi})$ и скорости двигателя $\omega_{\Gamma} = F(f_{\Gamma}, f_{\Pi})$, которые позволяют оценить уровень и частоты гармоник тока и скорости двигателя в замкнутой системе электропривода при воздействии гармонической помехи $X_{\Pi}(t)$ или в виде зависимостей $\Delta\alpha_{\max}(\Delta\gamma_{\max}) = F(f_{\Pi})$, $\delta I_{\max} = F(f_{\Pi})$ и $\Delta n_{\max} = F(f_{\Pi})$, показывающие максимальные отклонения параметров электропривода под влиянием сигнала помехи в широком частотном диапазоне. Здесь I_{Γ} , ω_{Γ} – амплитуда гармоник тока и скорости двигателя; f_{Γ} – частота гармоник тока или скорости двигателя; f_{Π} – частота сигнала помехи; $\Delta\alpha_{\max}(\Delta\gamma_{\max})$ – максимальная абсолютная ошибка угла управления (коэффициента заполнения импульсов силовых ключей); $\delta I_{\max}$ – максимальная относительная ошибка тока двигателя; $\Delta n_{\max}$ – максимальная абсолютная ошибка скорости двигателя в об/мин.

Все исследования систем управления ВП проводились при помощи компьютерных моделей, разработанных автором, в программе *MatLab+Simulink* [55, 100, 149, 276] и докладывались на конференциях [11, 80, 84, 85, 247].

6.2. АДАПТИВНАЯ ИНТЕГРИРУЮЩАЯ СИСТЕМА ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ РЕВЕРСИВНОГО ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ ОГРАНИЧЕННОЙ МОЩНОСТИ

На кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок Южно-Уральского государственного университета на основе проведенных исследований методов интегрирующего развертывающего преобразования под руководством автора данной работы и в соответствии с НИР «Энергосберегающие электроприводы на основе новых типов электрических машин и вентильных преобразователей» (мер. 1.2.2., госконтракт № П1442 от 03.09.2009) и «Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжелыми условиями эксплуатации (электроприводы нефтегазового комплекса, тяговые электроприводы)» (мер. 1.2.2., госконтракт № 14.740.11.1100 от 24.05.2011) был разработан реверсивный тиристорный преобразователь (ТП) с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления для автоматизации технологических установок, например, электроприводов постоянного тока (рис. 6.3) [11, 97, 211, 246]. ТП предназначен как для промышленных объектов с «проблемной» сетью, так и для автономных установок с питанием от энергосистем ограниченной мощности с нестабильными параметрами.

Силовая часть схемы имеет классическую конфигурацию [233, 234, 274, 286] и включает в себя два трехфазных управляемых выпрямителей тока групп «В» и «Н», включенных по встречно-параллельной схеме [53, 110, 234], токоограничивающие реакторы $L1-L3$ (вместо них может быть включен трехфазный трансформатор), двигатель постоянного тока M с обмоткой независимого возбуждения LM , дроссель $L_{др}$, предназначенный для уменьшения пульсаций тока якоря, и шунт в цепи якоря RS (см. рис. 6.3).

Система управления тиристорного преобразователя по своей структуре практически не отличается от традиционных синхронных многоканальных систем импульсно-фазового управления для преобразователей с отдельным управлением [200, 201, 234, 250]. В ее состав (см. рис. 6.3) входят устройства синхронизации УС-А, УС-В, УС-С, генераторы коротких импульсов ГКИ-А, ГКИ-В, ГКИ-С, фазосдвигающие устройства ФСУ-А, ФСУ-В, ФСУ-С для каждой из фаз A , B , C напряжения сети, формирователь-

распределитель ФР импульсов управления силовыми тиристорами, блок ограничения углов БОУ, логическое переключающее устройство ЛПУ, переключатель характеристик ПХ и датчик нулевого тока ДНТ, а также не показанные на рис. 6.3 усилитель мощности импульсов управления тиристорами, комплекс селективных защит: от пропадания и неправильного чередования фаз напряжения сети, от исчезновения импульсов управления, максимально токовая и времятоковая защиты, контур тепловой защиты силовых вентилях и электродвигателя на основе терморезисторов [97].

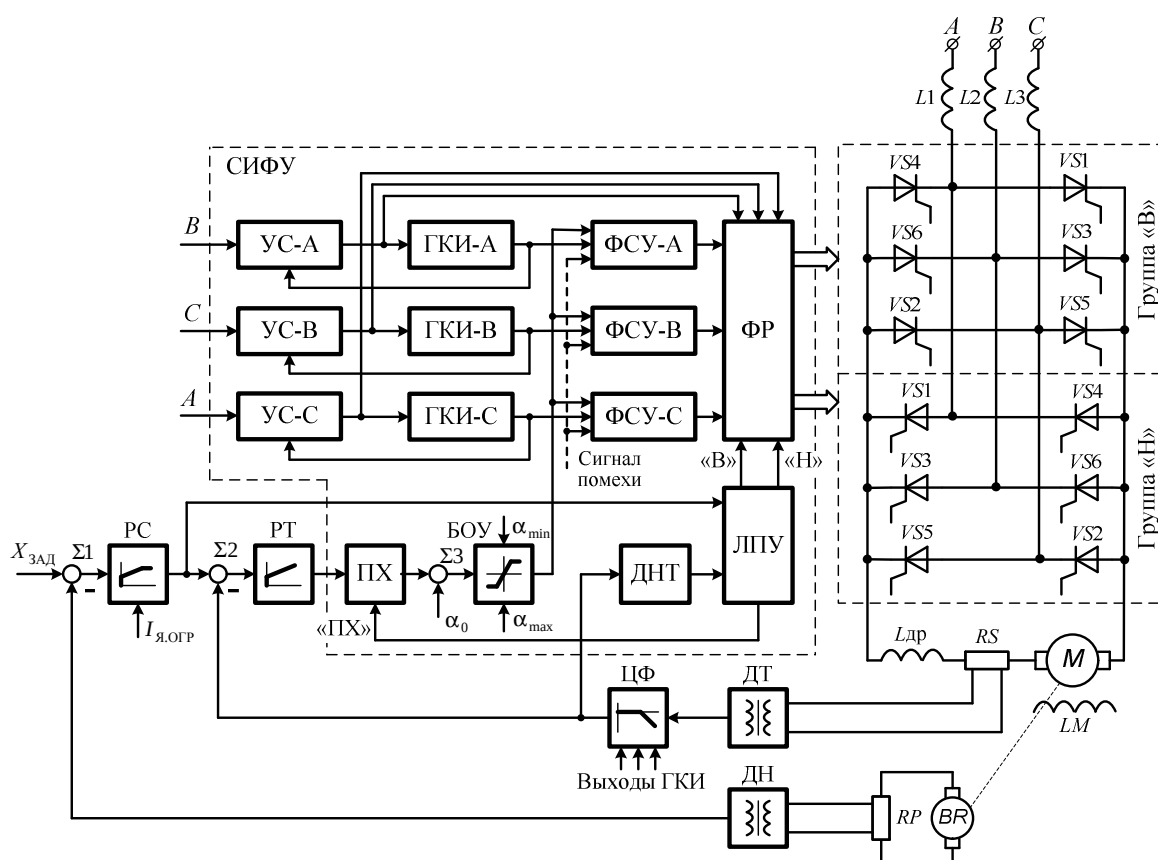


Рис. 6.3. Функциональная схема реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления для электропривода постоянного тока

Основным отличием рассматриваемой системы является то, что все ее основные информационные модули (УС, ФСУ, ПХ, датчик напряжения ДН и тока ДТ, ДНТ) выполнены на базе единой идеологии интегрирующего развертывающего преобразования, основу технической реализации которого составляют ИРП с ШИМ и ЧШИМ (см. п. 2.1). Подробно данный вопрос рассмотрен автором в работах [11, 97, 211], поэтому здесь ограничимся лишь основными моментами, характеризующими качественные отличия

подобных структур тиристорных электроприводов от традиционных [200, 203, 250, 274].

Система управления электроприводом реализована по принципу подчиненного регулирования [233, 286, 330]. Внутренний контур выполнен с отрицательной обратной связью по току якоря двигателя (см. рис. 6.3). Измерение тока производится с помощью шунта RS и датчика тока ДТ с цифровым фильтром на выходе ЦФ. Настройка контура регулирования тока якоря осуществляется при помощи пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора тока РТ. Внешний контур регулирования выполнен с отрицательной обратной связью по скорости двигателя, и состоит из тахогенератора BR , датчика напряжения ДН, подключенного через потенциометр RP к якору тахогенератора, ПИ-регулятора скорости РС со встроенным в него блоком ограничения, ограничивающий максимально допустимое значение тока якоря в переходных режимах. Уровень установившейся скорости вращения двигателя соответствует величине сигнала задания $X_{зад}$.

Функциональные схемы и временные диаграммы, поясняющие принцип работы отдельных элементов адаптивной интегрирующей СИФУ, приведены в табл. 6.2.

Синхронизация каналов СИФУ фаз A , B , C осуществляется от адаптивных интегрирующих УС-А, УС-В, УС-С (см. табл. 6.2, рис. 1), впервые предложенных автором в работе [197] и подробно рассмотренных в п. 3.4.1, табл. 3.7. УС-А, УС-В, УС-С включены по методу «перекрестной» синхронизации (см. п. 3.4.1, рис. 3.18), когда УС-А синхронизируется от фазы B , УС-В – от фазы C , а УС-С – от фазы A (см. рис. 6.3).

При воздействии гармонического синхронизирующего сигнала $X_c(t)$, например, фазы A (см. табл. 6.1, рис. 2 а) на выходе УС-С устанавливаются вынужденные колебания, при которых импульсы на выходе РЭ $Y(t)$ сдвинуты относительно фазы A на угол $\varphi = -90$ эл.град (см. табл. 6.2, рис. 2 а, б) при условии выполнения равенства $T_c = T_0$, где T_c – период фазы A ; $T_0 = 4\bar{b}T_{ин}$ – период собственных автоколебаний УС; $\bar{b} = |b/A|$ – нормированное значение порогов переключения РЭ; $T_{ин}$ – постоянная времени интегратора УС; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе РЭ (см. табл. 6.2, рис. 2 б). Для согласования выхода УС-С с формирователем-распределителем ФР импульсов управления введен повторитель П (см. табл. 6.2, рис. 1), преоб-

разующий биполярные импульсы РЭ $Y(t)$ в однополярный импульсный сигнал (см. табл. 6.2, рис. 2 б, в), который по фазе совпадает с точками естественной коммутации « f » и « k » фазы C (см. табл. 6.2, рис. 2 а, в), а начальный угол синхронизации составляет $\alpha_c = 30$ эл. град.

Генератор фазы C ГКИ-С формирует короткие импульсы по переднему и заднему фронтам импульса с выхода УС-С (см. табл. 6.2, рис. 2 в, г), и строится по известным схемам [97], например, из элемента задержки DL и логического элемента Л «Исключающее ИЛИ» (см. табл. 6.2, рис. 1).

Для адаптации УС-С к частоте питающего напряжения в его схему введен блок коррекции частоты БКЧ (см. табл. 6.2, рис. 1), состоящий из амплитудного модулятора АМ, сумматора Σ , преобразователя периода (интервала времени) в напряжение ППН и генератора коротких импульсов ГКИ-С. При снижении частоты питающего напряжения (см. табл. 6.2, рис. 2 а) возрастает сигнал $Y_T(t)$ на выходе ППН до уровня $b + \Delta b$ (см. табл. 6.2, рис. 2 г), вследствие чего увеличивается и порог переключения РЭ на величину Δb (см. табл. 6.2, рис. 2 б), что приводит к сохранению равенства $T_c = T_0 = 4\bar{b}T_{и}$. В результате этого в установившемся режиме работы сигнал на выходе УС-С всегда совпадает с точками естественной коммутации « f » и « k » фазы C (см. табл. 6.2, рис. 2 а, в).

Регулирование угла управления α_y силовыми тиристорами каналов СИФУ фаз A , B , C осуществляется от замкнутых интегрирующих ФСУ-А, ФСУ-В, ФСУ-С [75, 76, 79, 86, 93], синхронизированных с сетью со стороны РЭ пилообразными сигналами с линейно нарастающим и дискретным фронтами, формируемыми генераторами пилообразного напряжения ГПН фаз A , B , C . Дискретный фронт в ГПН фаз A , B , C образуется под действием коротких импульсов «Сброс» с выходов ГКИ-А, ГКИ-В и ГКИ-С соответственно (см. рис. 6.3).

Функциональная схема ФСУ и его временные диаграммы сигналов для фазы A приведены в табл. 6.2, рис. 3, 4. В зависимости от уровня $X_{вх}$ (см. табл. 6.2, рис. 4 а), подаваемого на информационный вход ФСУ с выхода блока ограничения углов БОУ, происходит «вертикальное» смещение ведомой развертывающей функции $Y_{и2}(t)$ относительно ведущей развертки $Y_{и1}(t)$ и, как следствие, изменение угла управления α_y тиристорами (см. табл. 6.2, рис. 4 б, в). Для согласования выхода ФСУ-А с формирователем-

распределителем ФР импульсов управления введен инвертор Ин. (см. табл. 6.2, рис. 3), преобразующий биполярные импульсы РЭ $Y(t)$ в однополярный импульсный сигнал (см. табл. 6.2, рис. 4 в, г).

Для расширения полосы равномерного пропускания частот реверсивного ТП в ФСУ используется метод коррекции динамических характеристик (см. п. 4.4, рис. 4.10), основанный на «вертикальном» смещении ведущей развертки $Y_{и1}(t)$ в функции входного сигнала $X_{ВХ}$ путем введения в его структуру пропорционального звена ПЗ с коэффициентом передачи $k_{ВХ}$.

В результате при подаче сигнала $X_{ВХ}$ (см. табл. 6.2, рис. 4 а) происходит сдвиг сигнала $Y_{и1}(t)$ на величину $\Delta Y_{и} = k_{ВХ} \cdot X_{ВХ}$ (см. табл. 6.2, рис. 4 б), и ведомая развертывающая функция $Y_{и2}(t)$ фактически за один интервал дискретизации выходных импульсов РЭ достигает установившегося среднего значения $Y_{с}$ (угла управления α_y) (см. табл. 6.2, рис. 4 б, в).

Установка начального угла управления α_0 осуществляется источником смещения $X_{сМ}$ на входе сумматора $\Sigma 3$ (см. рис. 6.3) при условии равенства $X_{ВХ} = 0$ (см. табл. 6.2, рис. 4 а, в). В установившемся режиме работы ФСУ угол управления с учетом $X_{сМ}$ определяется выражением $\alpha_y = 90 \text{ эл.град} \cdot [1 - (\bar{X}_{ВХ} + \bar{X}_{сМ})]$, где $\bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ}/A|$, $\bar{X}_{сМ} = |X_{сМ}/A|$ – нормированное значение входного сигнала и напряжения смещения соответственно, отнесенные к максимальной амплитуде $\pm A$ на выходе РЭ.

С целью предотвращения опрокидывания ведомого инвертора в реверсивном тиристорном преобразователе [53, 110, 218, 250] в схему адаптивной интегрирующей СИФУ введен блок ограничения углов БОУ (см. рис. 6.3), ограничивающий минимальный $\alpha_{\min}$ и максимальный $\alpha_{\max}$ углы управления ТП на заранее заданном уровне. Если система управления реализуется на основе цифровых элементов, то целесообразно использовать логический ограничитель углов управления, впервые предложенный автором в работе [л. 9], когда устраняется необходимость введения в информационные каналы системы управления каких-либо дополнительных элементов, неизбежно влияющих на метрологические характеристики СИФУ.

В адаптивной интегрирующей СИФУ (см. рис. 6.3) для включения тиристорov используется импульсный «пакет» [40, 97], что позволяет повысить помехоустойчивость ТП к коммутационным провалам напряжения сети за счет формирования импульсов результирующей длительностью

3. Формирователь-распределитель импульсов управления

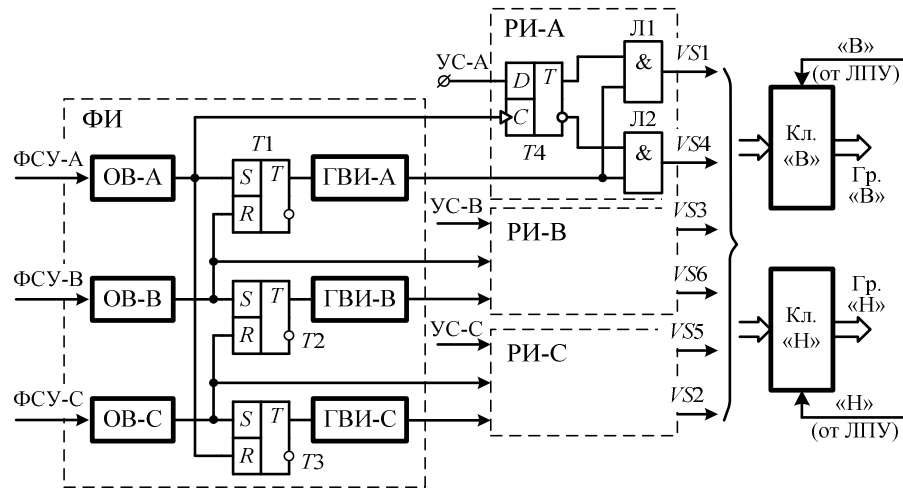


Рис. 5. Структурная схема устройства

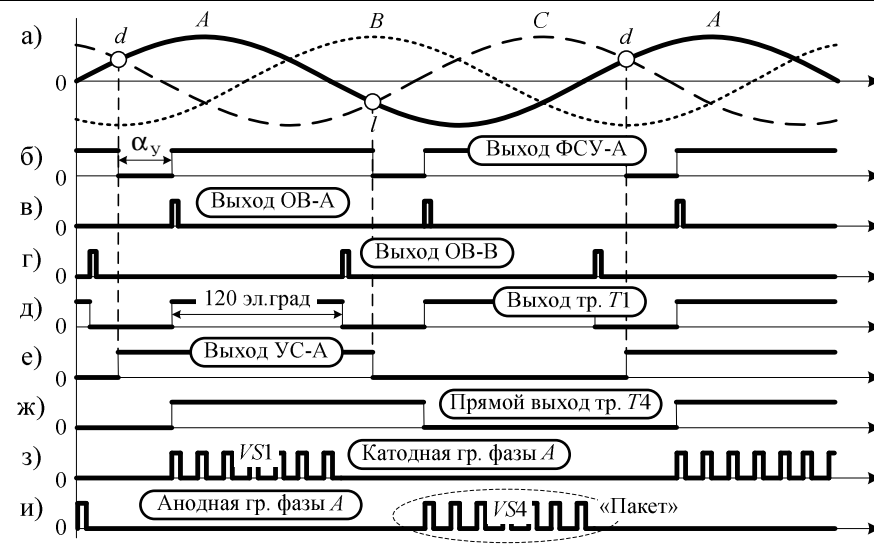


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов

4. Логическое переключающее устройство

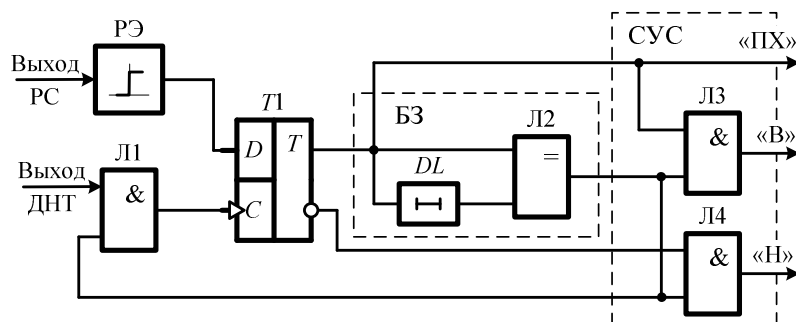


Рис. 7. Структурная схема устройства

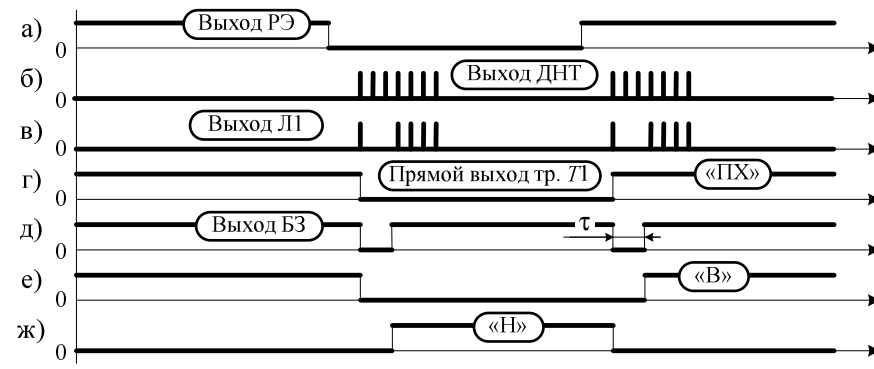


Рис. 8. Временные диаграммы сигналов

5. Интегрирующий переключатель характеристик

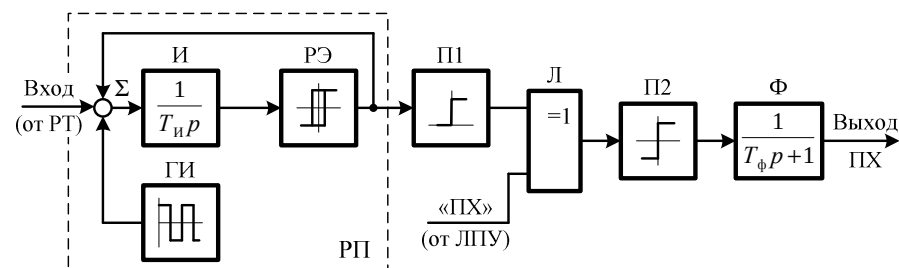


Рис. 9. Структурная схема устройства

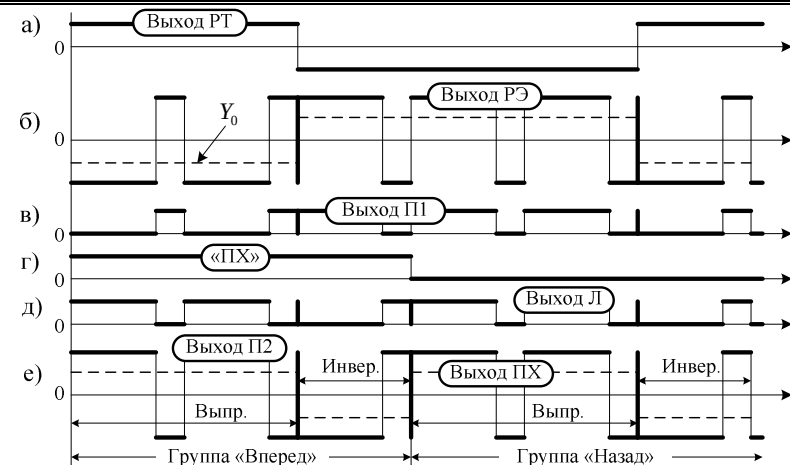


Рис. 10. Временные диаграммы сигналов

6. Интегрирующий датчик нулевого тока

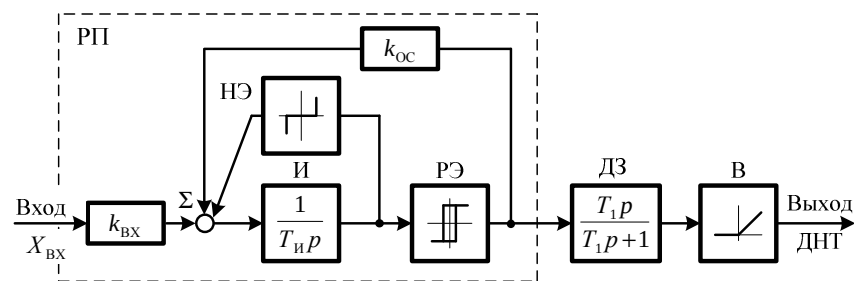


Рис. 11. Структурная схема устройства

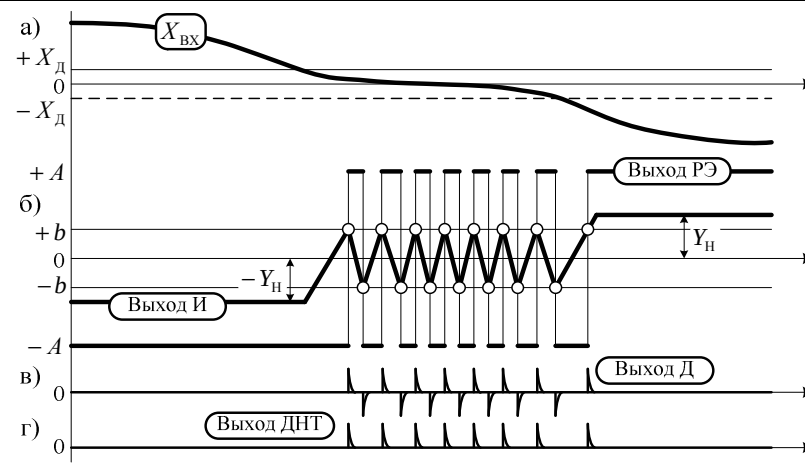


Рис. 12. Временные диаграммы сигналов

120 эл. град (см. табл. 6.2, рис. 6 д, з, и), в течение которого полностью перекрывается интервал времени между точками естественной коммутации соседних фаз напряжения сети. Подобное решение позволяет также снизить массогабаритные показатели импульсных трансформаторов, используемых в усилителях мощности импульсов управления тиристорами [40, 203, 218].

Формирователь импульсов ФИ управления тиристорами (см. табл. 6.2, рис. 5) состоит из: одновибраторов ОВ-А, ОВ-В, ОВ-С фаз *A*, *B*, *C* формирующих короткие импульсы малой длительностью по переднему фронту сигнала с выхода ФСУ-А, ФСУ-В, ФСУ-С (см. табл. 6.2, рис. 6 в, г), SR-триггеров *T1–T3*, формирующих импульсы управления длительностью в 120 эл. град (см. табл. 6.2, рис. 6 д), и генераторов высокочастотных импульсов ГВИ-А, ГВИ-В, ГВИ-С фаз *A*, *B*, *C*, запускаемых по переднему фронту сигнала с выхода триггеров *T1–T3* с целью формирования высокочастотных импульсов управления в «пакете» (см. табл. 6.2, рис. 6 з, и).

Распределители импульсов управления РИ-А, РИ-В, РИ-С для каждой фазы *A*, *B*, *C* (см. табл. 6.2, рис. 5) содержат один *D*-триггер *T4* и два логических элементов Л1–Л2 функции «2И», осуществляющих распределение импульсов управления на катодную и анодную группы вентилях (см. табл. 6.2, рис. 6 з, и).

Дальнейшее распределение импульсов управления между группами «Вперед» и «Назад» (см. рис. 6.3) осуществляется за счет ключей Кл. «В» и Кл. «Н» (см. табл. 6.3, рис. 5), управляемых логическими сигналами «В» и «Н» с выхода ЛПУ. Так, например, при логической команде «*V* = 1» и «*N* = 0» ключи Кл. «В» открыты, а Кл. «Н» закрыты, а импульсы управления подаются только на группу вентилях «Вперед» реверсивного ТП.

Логическое переключающее устройство ЛПУ предназначено для формирования команды разрешения на переключение групп силовых тириستоров в реверсивном ТП с отдельным управлением и построено по традиционной схеме [97, 274], состоящей (см. табл. 6.2, рис. 7) из релейного элемента РЭ, определяющего знак направления тока с выхода регулятора скорости РС (см. табл. 6.2, рис. 8 а), *D*-триггера *T1*, переключающегося при нулевом значении тока преобразователя, фиксируемом датчиком нулевого тока ДНТ (см. табл. 6.2, рис. 8 б), в логическое состояние, зависящее от знака РЭ (см. табл. 6.2, рис. 8 а, г), блока задержки БЗ, построенного, например,

на основе элемента задержки DL и логического элемента Л2 типа «Равнозначность» (см. табл. 6.2, рис. 7) и предназначенного для формирования безтоковой паузы τ при переключении групп силовых тиристоров (см. табл. 6.2, рис. 8 д), выбираемой на уровне 4–6 мс, а также из схемы управляющих сигналов СУС, формирующей логические сигналы «В» и «Н» (см. табл. 6.2, рис. 8 е, ж) для переключения групп клапанов «Вперед» и «Назад» и состоящей из двух логических элементов Л3, Л4 типа «2И». Логический элемент Л1 с функцией «2И» блокирует прохождение импульсов на C -вход D -триггера $T1$ с выхода ДНТ в течение времени безтоковой паузы τ , исключая тем самым ложные срабатывания датчика под действием импульсных помех.

Переключатель характеристик (ПХ) в адаптивной СИФУ (см. рис. 6.3) выполнен по интегрирующему принципу [97, 122], в состав которого входит (см. табл. 6.2, рис. 9) интегрирующий РП, работающий в режиме ШИМ за счет сигнала внешней синхронизации. Последний имеет прямоугольную форму типа «меандр», задаваемую генератором импульсов ГИ. Повторитель П1 осуществляет преобразование биполярных выходных импульсов РЭ в однополярный сигнал, что необходимо для согласования с блоком Л логической функции «Исключающее ИЛИ» (см. табл. 6.2, рис. 10 в). Повторитель П2 производит обратное преобразование однополярных импульсов в биполярные с последующим выделением постоянной составляющей с помощью сглаживающего фильтра Φ .

Информационный сигнал, поступающий на вход РП с выхода РТ (см. табл. 6.2, рис. 10 а), преобразуется в поток импульсов со средним значением Y_0 , противоположным по знаку сигнала с выхода РТ (см. табл. 6.2, рис. 10 б). Командный логический сигнал «ПХ» с выхода ЛПУ, информирующий о переключении групп клапанов «Вперед» и «Назад» (см. табл. 6.2, рис. 10 г), подается на второй вход блока Л (см. табл. 6.2, рис. 10 д, е). Так, например, при команде «ПХ = 1» сигнал на выходе ПХ совпадает по знаку с сигналом на выходе РТ, а при «ПХ = 0» – инвертируется по уровню (см. табл. 6.2, рис. 10 а, е).

Достоинством интегрирующих ПХ является их повышенная помехоустойчивость, присущая способу интегрирующего развертывающего преобразования [155, 279]. По быстродействию данные ПХ уступают схемам

ПХ с коммутацией входов операционных усилителей [274], однако, при несущей частоте РП 5–20 кГц данный недостаток в интегрирующих ПХ не играет существенной отрицательной роли в системах управления ВП. Подробно характеристики интегрирующих ПХ других типов рассмотрены автором в работах [97, 122].

В состав адаптивной СИФУ (см. рис. 6.3) также входит интегрирующий датчик нулевого тока ДНТ с ЧШИМ, впервые предложенный автором в работах [116, 178, 263] и обладающий повышенной помехоустойчивостью. Он содержит (см. табл. 6.2, рис. 11) интегрирующий РП на основе сумматора Σ , интегратора И, релейного элемента РЭ с неинвертирующей петлей гистерезиса и симметричными относительно нулевого уровня порогами переключения $\pm b$, нелинейный элемент НЭ с зоной нечувствительности $|\pm b_0| > |\pm b|$, а также пропорциональные звенья $k_{ВХ}$ и $k_{ОС}$ на входе и в цепи обратной связи, определяющие величину коэффициента передачи $k_{П}$ РП со стороны информационного входа. Дальнейшее преобразование выходного сигнала РП осуществляется с помощью дифференцирующего звена ДЗ с постоянной времени T_1 и однополупериодного выпрямителя В.

В исходном состоянии при входном сигнале, удовлетворяющем условию $|X_{ВХ}| < (|\pm X_{Д}| = |\pm A/k_{П}|)$, РП работает в режиме автоколебаний с ЧШИМ. Здесь $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ; $\pm X_{Д}$ – допустимый уровень сигнала $X_{ВХ}$, соответствующий линейному участку амплитудной характеристики.

Наличие тока в цепи нагрузки ТП переводит РП в заторможенный режим, когда выходной сигнал РЭ принимает одно из статических положений $\pm A$ (см. табл. 6.2, рис. 12 а, б). Для этого параметры звеньев $k_{ВХ}$ и $k_{ОС}$ подбираются таким образом, чтобы входной сигнал $X_{ВХ}$ ДНТ (см. табл. 6.2, рис. 12 а) значительно превышал бы допустимое значение $\pm X_{Д}$. Как правило, для этого необходимо обеспечить $k_{П} = 100\text{--}300$.

При срыве в РП автоколебательного режима выходной сигнал интегратора И достигает зоны «насыщения» $\pm Y_{Н}$ (см. табл. 6.2, рис. 12 б), которую ограничивает НЭ с зоной нечувствительности $|\pm b_0| > |\pm b|$, что уменьшает время задержки выхода интегратора И из режима «насыщения» при выполнении условия $(|\pm X_{ВХ}| < |\pm A/k_{П}|)$. В результате этого повышается быстродействие ДНТ.

По мере снижения тока нагрузки (см. табл. 6.2, рис. 12 а) ДНТ стремится перейти в режим автоколебаний, что происходит, когда входной сигнал становится меньше величины $\pm X_d$ (см. табл. 6.2, рис. 12 а, б). Появление импульсов на выходе РЭ обеспечивает формирование коротких сигналов с малой длительности на выходе звена Д (см. табл. 6.2, рис. 12 в), которые выпрямляются выпрямителем В (см. табл. 6.2, рис. 12 г).

Таким образом, наличие импульсов на выходе ДНТ однозначно свидетельствует о нулевом уровне тока нагрузки ТП, а наличие интегратора в прямом канале ДНТ и его работа в режиме «насыщения» исключает ложные срабатывания датчика под воздействием импульсных помех, что характерно для ДНТ компараторного типа [274]. Использование в качестве информативной координаты РП переменной составляющей выходных импульсов РЭ снижает жесткость требований к дрейфовым параметрам интегратора и других элементов ДНТ, что позволяет получить достаточно стабильный характер работы датчика при коэффициентах его пропорционального усиления на уровне $k_n \leq 300$ и несущей частоты датчика 2–20 кГц.

С целью повышения точности обнаружения «нулевого тока» в контролируемой цепи рекомендуется применять интегрирующий аналого-цифровой ДНТ, впервые предложенного автором в работах [118, 121, 187] и отличающийся от предыдущей схемы (см. табл. 6.2, рис. 11) способом фиксации нулевого значения входной координаты, для чего период выходных импульсов РП преобразуется в цифровой код двоичным счетчиком, который сравнивается с заранее заданным значением, пропорциональным периоду автоколебаний РП при нулевом уровне входного сигнала.

В результате интегрирующий аналого-цифровой ДНТ является системой с двойным интегрированием (первый канал интегрирования – интегратор И в РП, второй «интегратор» – двоичный счетчик в цифровой схеме), что повышает степень помехоустойчивости ДНТ как к внешним, так и внутренним помехам [164, 169, 170].

Если говорить о датчиках напряжения (тока) с потенциально разделенным входом, то здесь бесспорным лидером по быстродействию являются известные датчики на основе эффекта Холла [36, 38, 283]. При этом проблема повышения помехоустойчивости и температурной стабильности ха-

рактик датчиков напряжения (тока) может быть решена только на основе интегрирующего развертывающего преобразования [119, 155, 279].

Импульсный характер выходного сигнала РП позволяет с помощью простых схемотехнических приемов реализовывать на его основе ДН с потенциально разделенным входом на основе дифференцирующих трансформаторов, либо оптоэлектронной гальванической развязки. Схемотехника таких датчиков подробно рассмотрена автором в работах [64, 97]. Для повышения температурной стабильности ДН (ДТ) может быть использован метод противофазно примыкающих циклов развертывающего преобразования, впервые предложенный автором в работах [119, 193, 318].

Отличительной особенностью адаптивной СИФУ является то, что цифровой фильтр ЦФ, включенный на выходе датчика тока ДТ (см. рис. 6.3), работает синхронно на частоте дискретизации ТП и выполнен на основе реверсивного число-импульсного АЦП с амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, впервые предложенного автором в работе [185] и подробно рассмотренного в п. 5.2.2. Синхроимпульсы для число-импульсного АЦП формируются из выходных импульсов ГКИ-А, ГКИ-В, ГКИ-С (см. рис. 6.3) путем их суммирования при помощи логического элемента «ЗИЛИ» и следуют друг за другом через 60 эл. град. Применение интегрирующего АЦП с АЧИМ в качестве ЦФ позволяет не только повысить помехоустойчивость в канале «датчик–АЦП», но и обеспечивает автоматическую автоподстройку его постоянной времени при изменении частоты питающего напряжения за счет тактовых импульсов, синхронизированных с сетью, а также подавление пульсирующей составляющей тока якоря, равной 300 Гц для трехфазной мостовой и 150 Гц для трехфазной нулевой схем выпрямления, и являющейся помехой для системы управления в целом [32, 164, 170].

6.2.1. Статические характеристики реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления со стороны синхронизирующего канала

Анализ статических характеристик реверсивного ТП в условиях нестабильности амплитуды (см. табл. 6.1, рис. 1) и частоты (см. табл. 6.1, рис. 2) напряжения сети проведен для двух типов СИФУ:

– СИФУ с «вертикальным» принципом управления, которая на сегодняшний день широко применяется в современных ТП и построена на базе

традиционного каскада «фильтр–УС–НФ» (см. п. 3.3.1), в котором фильтр создает, например, начальный фазовый сдвиг $\alpha_{\phi} = -20$ эл. град, а РЭ – $\alpha_p = -10$ эл. град (табл. 6.3, рис. 1 а, б), и ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. п. 4.2);

– адаптивной интегрирующей СИФУ (см. п. 6.2), в которой глубина синхронизации в адаптивном УС–ИФ (см. табл. 6.2, рис. 1) была принята $\bar{A}_c = 4,0$, относительная постоянная времени интегратора в замкнутом интегрирующем ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 3) $\bar{T}_{и2} = 2,5$, а коэффициент коррекции динамических характеристик $k_{вх} = 0,44$. При этом следует отметить, что выбор данных параметров, как будет показано ниже, оказывает сильное влияние только на динамику и помехоустойчивость преобразователя, а не на его статические характеристики.

Исследование реверсивного ТП проводилось в разомкнутой структуре при работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС, имитируемой с помощью нагрузочно-питающего устройства, впервые предложенного автором в работе [175], в режиме поддержания постоянного тока нагрузки, что позволяет легко организовать в ТП как выпрямительный, так и инверторный режимы.

Для получения разомкнутой структуры реверсивного ТП в функциональной схеме электропривода постоянного тока (см. рис. 6.3) сигнал задания $X_{зАд}$ подавался непосредственно на вход ПХ и одновременно на первый вход ЛПУ, определяющего направление тока в ТП. Начальный угол управления α_0 соответствовал 90 эл. град при напряжении $X_{см} = 0$.

Анализ характеристик, представленных в табл. 6.3–6.4 и полученных на основании методики исследования (см. п. 6.1), позволяет сделать следующие выводы:

➤ При нестабильности амплитуды напряжения сети в ТП с «вертикальной» СИФУ угол управления $\alpha_{у\sum}^*$ увеличивается (уменьшается) на величину ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.3, рис. 1 в, г), вносимой зоной неоднозначности $\pm b$ РЭ в каскаде «фильтр–УС–НФ», так как сигнал пилообразной развертки в ФСУ смещается по фазе на угол $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.3, рис. 1 г). В результате этого абсолютная ошибка угла управления $\Delta\alpha_y$ на выходе ФСУ равна нулю, а абсолютная ошибка угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ и результирующая ошибка угла управления $\Delta\alpha_{у\sum}$ совпадают, что подтвер-

ждуют пространства статического состояния $\Delta\alpha_c$, $\Delta\alpha_{y\pm} = f(\bar{X}_{BX}, \Delta\bar{A}_c)$ (см. табл. 6.3, рис. 2 а). Здесь $\bar{X}_{BX} = |X_{BX}/A|$ – нормированное значение входного сигнала X_{BX} относительно амплитуды $\pm A$ пилообразного напряжения в ФСУ с «вертикальным» принципом управления (см. табл. 6.3, рис. 1 г). Ошибки $\Delta\alpha_c$ и $\Delta\alpha_{y\pm}$ не зависят от сигнала задания $\bar{X}_{BX}$, т.к. $\Delta\alpha_y = 0$, а определяются лишь нестабильностью амплитуды $\Delta\bar{A}_c$ напряжения сети (см. табл. 6.3, рис. 2 а). Причем смещение ошибок $\Delta\alpha_c$ и $\Delta\alpha_{y\pm}$ проявляется сильнее при «просадках» напряжения сети, чем при «всплесках». Это объясняется тем, что скорость нарастания напряжения сети в точках перехода через ноль существенно снижается при уменьшении амплитуды по сравнению с ее увеличением (см. табл. 6.3, рис. 1 б), что, в конечном итоге, приводит к возникновению «большой» ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ в каскаде «фильтр–УС–НФ», а, значит, и угла управления $\alpha_{y\pm}^*$ (см. табл. 6.3, рис. 1 в, г).

➤ В результате этого регулировочная характеристика ТП с «вертикальной» СИФУ в условиях нестабильности амплитуды напряжения сети смещается параллельно исходной, снятой при номинальных параметрах сети (см. табл. 6.3, рис. 3). Так, например, при «просадке» амплитуды напряжения сети на 50 % ($\Delta\bar{A}_c = -0,5$) характеристика смещается вверх примерно на 10 эл. град, что приводит к опрокидыванию ведомого инвертора группы «Вперед» в области максимального угла управления $\alpha_{\max}$ и уменьшению диапазона регулирования, а, значит, и среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП в области минимального угла управления $\alpha_{\min}$. Наоборот, при «всплесках» напряжения сети ($\Delta\bar{A}_c = 0,5$) происходит опрокидывание ведомого инвертора группы «Назад» в области $\alpha_{\min}$ и уменьшение диапазона регулирования угла управления в области $\alpha_{\max}$ (см. табл. 6.3, рис. 3). Причем смещение регулировочной характеристики системы управления проявляется сильнее при «просадках» напряжения сети, чем при «всплесках» по той же причине, что и смещение ошибок $\Delta\alpha_c$ и $\Delta\alpha_{y\pm}$ на пространстве статического состояния (см. табл. 6.3, рис. 2 а).

➤ В отличие от «вертикальной» СИФУ, интегрирующая система управления полностью адаптируется к изменению амплитуды напряжения сети, обеспечивая нулевое значение как ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c$, так и ошибки угла управления $\Delta\alpha_y$ (см. табл. 6.3, рис. 2 б), что достигается за счет адаптивного УС–ИФ (см. п. 3.4.1).

Статические характеристики реверсивного ТП для двух типов систем импульсно-фазового управления при нестабильности амплитуды напряжения сети

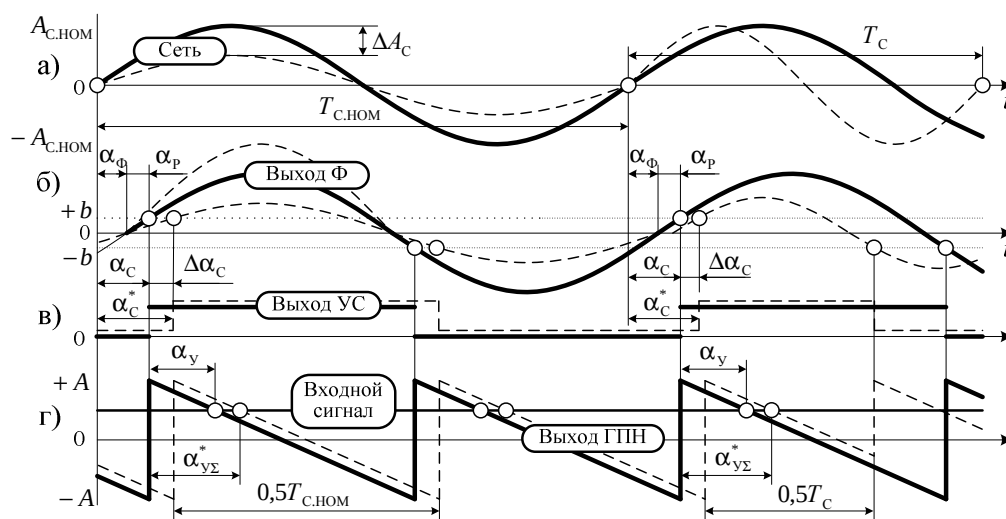


Рис. 1. Временные диаграммы сигналов СИФУ с «вертикальным» принципом управления при нестабильности амплитуды и частоты напряжения сети

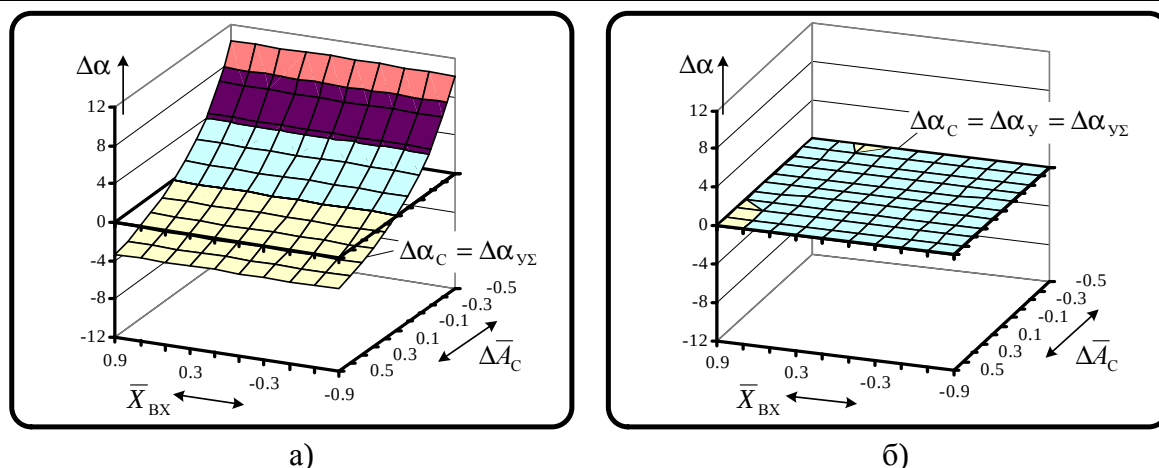


Рис. 2. Пространства статического состояния $\Delta\alpha = f(\bar{X}_{\text{ВХ}}, \Delta\bar{A}_{\text{с}})$ для реверсивного ТП с «вертикальной» (а) и адаптивной интегрирующей (б) СИФУ

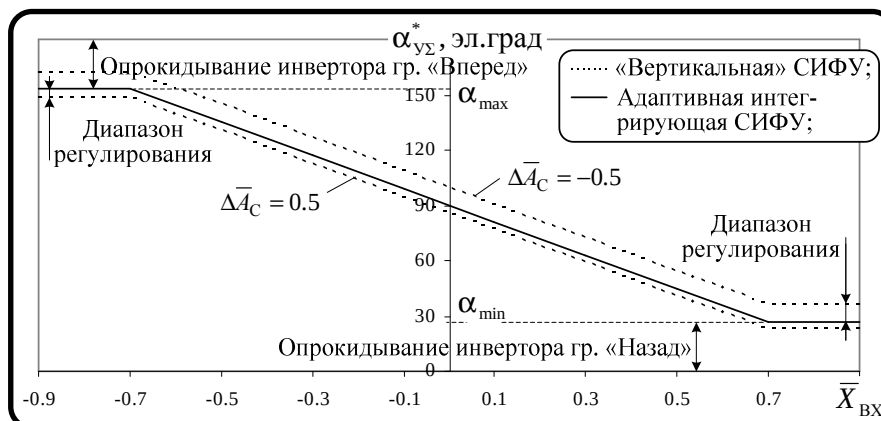


Рис. 3. Регулировочные характеристики $\alpha_{\text{у}}^* = f(\bar{X}_{\text{ВХ}})$ для различных СИФУ

➤ При нестабильности частоты напряжения сети в ТП с «вертикальной» СИФУ на угол управления α_{Σ}^* (см. табл. 6.3, рис. 1 г) оказывают влияние две составляющие ошибки:

– угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.4 рис. 1 а), которую вносит каскад «фильтр–УС–НФ» из-за фазового сдвига фильтра α_ϕ , зависящего от частоты напряжения сети (см. п. 3.3.1);

– угла управления $\Delta\alpha_y = 90 \text{ эл.град} \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}) \cdot \left[\left((T_c)^{-1} / (T_{\text{с.ном}})^{-1} \right) - 1 \right]$ (см. табл. 6.4, рис. 1 б), зависящей как от уровня входного сигнала $\bar{X}_{\text{BX}}$, так и частоты $(T_c)^{-1}$ напряжения сети и вносимой ФСУ с «вертикальным» принципом управления вследствие отклонения амплитуды пилообразного напряжения на выходе ГПН от номинального значения $\pm A$ (см. табл. 6.3, рис. 1 г). Причем при положительных отклонениях частоты напряжения сети $\Delta\bar{f}_c > 0,1$ и $\bar{X}_{\text{BX}} < 0$ в ФСУ наблюдается срыв переключений (см. табл. 6.4, рис. 1 б), когда его выходной сигнал принимает состояние логического «0».

Нетрудно заметить, что ошибка $\Delta\alpha_y$ вносит основной вклад в результирующую ошибку угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} = \Delta\alpha_c + \Delta\alpha_y$ (см. табл. 6.4, рис. 1, 2 а), когда ее наибольший уровень возникает при отрицательных значениях входного сигнала $\bar{X}_{\text{BX}}$ (углах управления $\alpha_y > 90 \text{ эл. град}$) и «наибольших» приращениях частоты напряжения сети $\Delta\bar{f}_c = \pm 0,5$, достигая значений +60 % и –85 % соответственно (см. табл. 6.4, рис. 2 а).

➤ В результате этого в ТП с «вертикальной» СИФУ в условиях нестабильности частоты напряжения сети происходит изменение наклона регулировочной характеристики (см. табл. 6.4, рис. 3), приводящего к опрокидыванию ведомого инвертора группы «Вперед» в области максимального угла управления α_{max} и ограничению диапазона регулирования, а, значит, и среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП в области α_{min} и даже срыву переключений в ФСУ с «вертикальным» управления при положительных отклонениях частоты сети $\Delta\bar{f}_c > 0$, а также опрокидыванию ведомого инвертора группы «Назад» в области α_{min} и ограничению диапазона регулирования угла управления в зоне α_{max} при отрицательных отклонениях частоты напряжения сети $\Delta\bar{f}_c < 0$ (см. табл. 6.4, рис. 3).

➤ В отличие от «вертикальной» СИФУ адаптивная интегрирующая система управления полностью адаптируется к изменению частоты напряжения сети, обеспечивая нулевое значение как ошибки угла синхронизации

Статистические характеристики реверсивного ТП для двух типов систем импульсно-фазового управления при нестабильности частоты напряжения сети

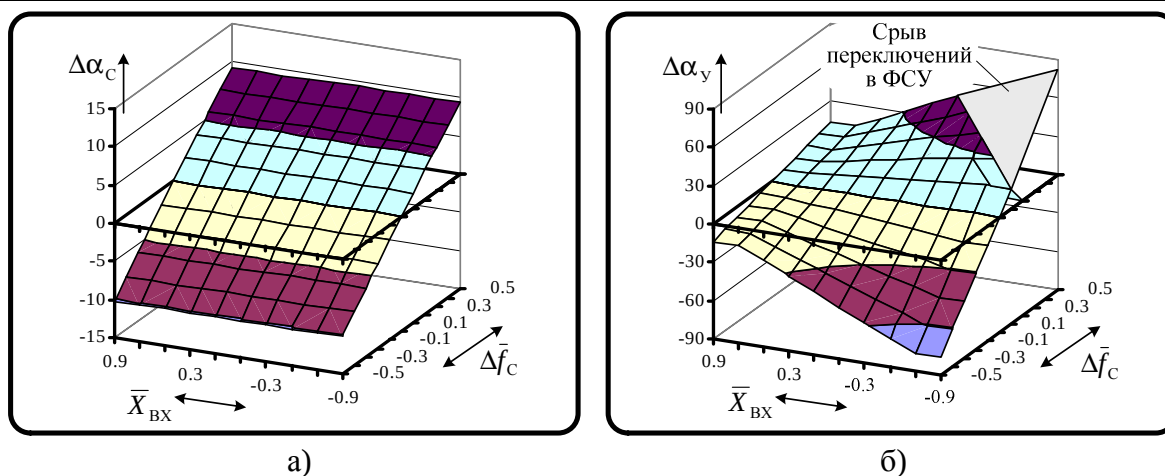


Рис. 1. Пространства статического состояния $\Delta\alpha_c = f(\bar{X}_{BX}, \Delta\bar{f}_c)$ (а) и $\Delta\alpha_y = f(\bar{X}_{BX}, \Delta\bar{f}_c)$ (б) для реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ

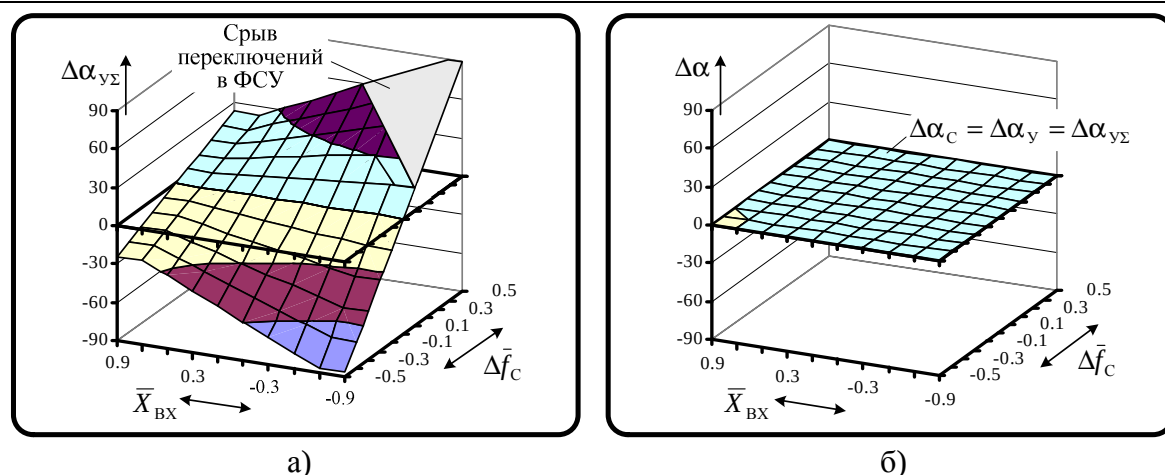


Рис. 2. Пространства статического состояния $\Delta\alpha_{y\Sigma} = f(\bar{X}_{BX}, \Delta\bar{f}_c)$ для реверсивного ТП с «вертикальной» (а) и адаптивной интегрирующей (б) СИФУ

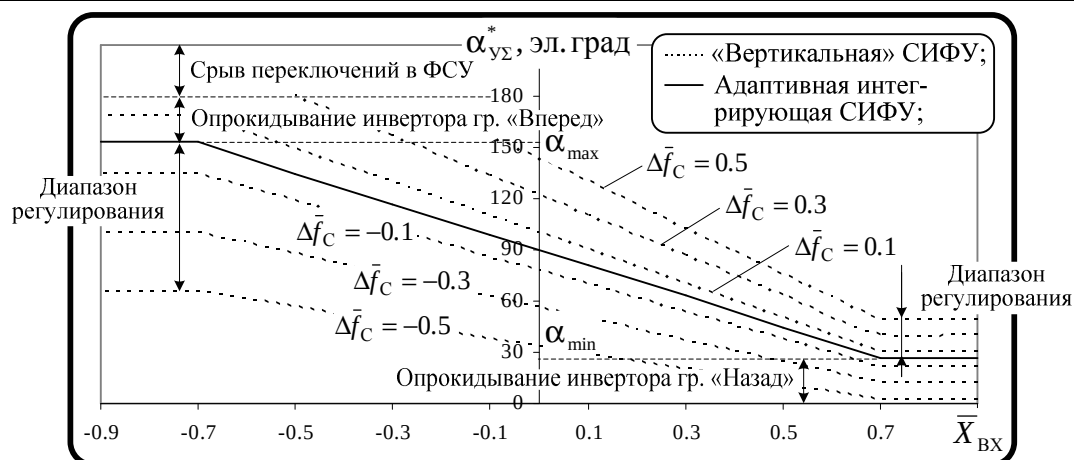
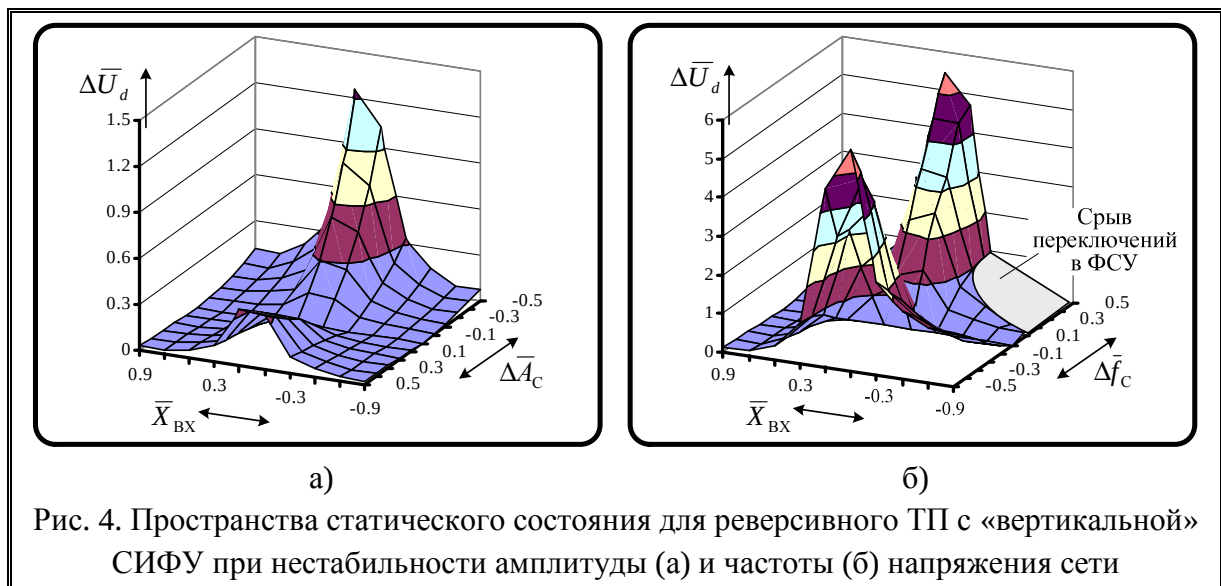


Рис. 3. Регулировочные характеристики $\alpha^*_{y\Sigma} = f(\bar{X}_{BX})$ для различных СИФУ



$\Delta\alpha_c$, так и ошибки угла управления $\Delta\alpha_y$ (см. табл. 6.4, рис. 2 б), что достигается за счет блока коррекции частоты БКЧ в адаптивном интегрирующем УС (см. табл. 6.2, рис. 1) и замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ (см. табл. 6.2, рис. 3).

➤ Пространства статического состояния $\Delta\bar{U}_d = f(\bar{X}_{BX}, \Delta\bar{A}_C)$ и $\Delta\bar{U}_d = f(\bar{X}_{BX}, \Delta\bar{f}_C)$ для реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ имеют существенно нелинейный характер (см. табл. 6.4, рис. 4 а, б), достигая максимального отклонения от заданного значения в областях $\Delta\bar{A}_C = -0,5$, $\Delta\bar{f}_C = \pm 0,5$ и входном сигнале $\bar{X}_{BX} \approx 0$, когда угол управления стремится к 90 эл. град. Здесь $\Delta\bar{U}_d = |U_{d(\text{верт.})}^* - U_{d(\text{адап.})}| / U_{d(\text{адап.})}$ – нормированная ошибка среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП с «вертикальной» СИФУ $U_{d(\text{верт.})}^*$ относительно среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ $U_{d(\text{адап.})}^*$.

6.2.2. Динамические характеристики и помехоустойчивость реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления со стороны синхронизирующего канала

Все исследования реверсивного ТП в разделе 6.2.2 проводились в разомкнутой структуре (без обратных связей по току и скорости двигателя) при работе преобразователя на чисто активную нагрузку.

Для получения разомкнутой структуры реверсивного ТП в функциональной схеме электропривода постоянного тока (см. рис. 6.3) сигнал зада-

ния $X_{\text{Зад}}$ подавался непосредственно на вход ПХ и одновременно на первый вход ЛПУ, определяющего направление тока в ТП. Начальный угол управления α_0 соответствовал 90 эл. град при напряжении $X_{\text{см}} = 0$.

Надежность работы ТП в условиях реальной промышленной обстановки во многом определяется степенью восприимчивости его системы управления к стационарным (динамическим) провалам и перенапряжениям амплитуды напряжения сети (см. табл. 6.1, рис. 1), являющихся результатом пуска мощных нагрузок или нагрузок с большим пусковым током. В промышленных сетях наиболее вероятны провалы длительностью от 6 до 15 с провалом до 50 % по амплитуде и более длительные от 21 до 30 с провалом около 30 % [57]. Поэтому представляет интерес анализ работы реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ (см. п. 6.2) при динамических отклонениях амплитуды напряжения сети.

Данные исследования проводились при условии, что провал или перенапряжение амплитуды напряжения сети в каждой фазе A, B, C совпадает с моментом времени перехода напряжения сети через нулевой уровень (табл. 6.5, рис. 1 а).

Анализ динамических характеристик, представленных в табл. 6.5 и полученных на основании методики исследования (см. п. 6.1), позволяет сделать следующие выводы:

➤ При динамических отклонениях амплитуды напряжения сети (см. табл. 6.2, рис. 1) в адаптивном интегрирующем УС возникает динамическая ошибка угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.5, рис. 1 б), вследствие неравенства площадей S_1^* и S_2^* синхронизирующего сигнала (см. табл. 6.5, рис. 1 а). Так, например, при динамическом провале амплитуды напряжения сети фазы A , возникающем в момент перехода сети через нулевой уровень, вследствие неравенства площадей S_1^* и S_2^* система вынуждена сдвинуть по фазе один из фронтов импульсов на выходе УС на угол $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.5, рис. 1 б), прямо пропорциональный площади ΔS , равной разности между площадями $S_1^* - S_2^*$. Поэтому чем больше динамическое отклонение амплитуды напряжения сети $\Delta\bar{A}_c$, тем больше площадь $\Delta S = S_1^* - S_2^*$ и, следовательно, динамическая ошибка $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.5, рис. 2 а). По истечении времени переходного процесса $t_{\text{пл}}$ УС выходит на установившийся уровень, когда фазовый сдвиг между сигналом синхронизации фазы A и выходными

импульсами УС–С становится равен $\varphi = -90$ эл. град, а площади $S_1 = S_2$ (см. табл. 6.5, рис. 1 а, б). Нетрудно заметить, что ошибка $\Delta\alpha_c$ полностью отсутствует в том случае, если момент воздействия динамического провала или перенапряжения в сети сдвинуть по фазе на угол $\varphi = -90$ эл. град относительно текущей фазы напряжения сети, а максимальный уровень ошибки $\Delta\alpha_c$ соответствует временным диаграммам, приведенным в табл. 6.5, рис. 1, когда момент приложения динамического отклонения совпадает с моментом перехода напряжения сети через нулевой уровень.

➤ Динамическая ошибка угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ неизбежно приводит к появлению динамических ошибок угла управления в ФСУ $\Delta\alpha_y$ и среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП $\Delta\bar{U}_d$ (см. табл. 6.5, рис. 2 б, 3 а). Ошибка $\Delta\alpha_y$, вносимая только ФСУ, практически на один порядок ниже, чем $\Delta\alpha_c$ (см. табл. 6.5, рис. 2 а, б). Она возникает вследствие того, что дискретный фронт в пилообразном сигнале сдвигается «вправо» или «влево» вслед за «передним» и «задним» фронтами выходного сигнала УС (см. табл. 6.5, рис. 1 б, в). Результирующая ошибка угла управления $\Delta\alpha_{y\Sigma} = \alpha_{y\Sigma}^* - \alpha_y$ (см. табл. 6.5, рис. 1 г) складывается из ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ и ошибки угла управления $\Delta\alpha_y$.

➤ Ошибки $\Delta\alpha_c$, $\Delta\alpha_y$ и $\Delta\bar{U}_d$ при динамических провалах напряжения сети в среднем в 1,5–2,5 раза больше, чем при динамических перенапряжениях (см. табл. 6.5, рис. 2, 3 а), что объясняется следующими причинами:

– при провале напряжения сети, например, на 50 % ($\Delta\bar{A}_c = -0,5$) глубина синхронизации $\bar{A}_c = |A_c/A|$ в УС уменьшается в 2 раза по сравнению с номинальным режимом, а при перенапряжении на 50 % ($\Delta\bar{A}_c = 0,5$) – увеличивается в 1,5 раза, так как амплитуда импульсов $\pm A$ на выходе РЭ в УС всегда остается постоянной. Это, в конечном итоге, неизбежно приводит к росту ошибки $\Delta\alpha_c$ при динамическом провале напряжения сети;

– при динамических провалах напряжения сети уменьшается производная (скорость нарастания) синхронизирующего сигнала по сравнению со скоростью нарастания при перенапряжениях. В результате этого площадь $S_2^* + \Delta S$ медленнее достигает значения S_1^* (см. табл. 6.5, рис. 1 а), а ошибка угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ возрастает.

Таким образом, наибольшее влияние на работу реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ оказывают динамические провалы напряже-

ния сети, возникающие как в промышленных, так и автономных сетях с ограниченной мощностью [57, 203].

➤ Уровень динамических ошибок $\Delta\alpha_c$, $\Delta\alpha_y$ и $\Delta\bar{U}_d$ (см. табл. 6.5, рис. 2, 3 а) сильно зависит от выбора глубины синхронизации $\bar{A}_c = |A_c/A|$ в адаптивном УС–ИФ. Так, например, при провале амплитуды напряжения сети на 50 % ($\Delta\bar{A}_c = -0,5$) и кратности синхронизации $\bar{A}_c = 8,0$ динамическая ошибка $\Delta\alpha_c = 50$ эл. град, а при $\bar{A}_c = 0,25$ уменьшается в 5 раз. Это объясня-

Таблица 6.5

Динамические характеристики реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ при нестабильности амплитуды напряжения сети

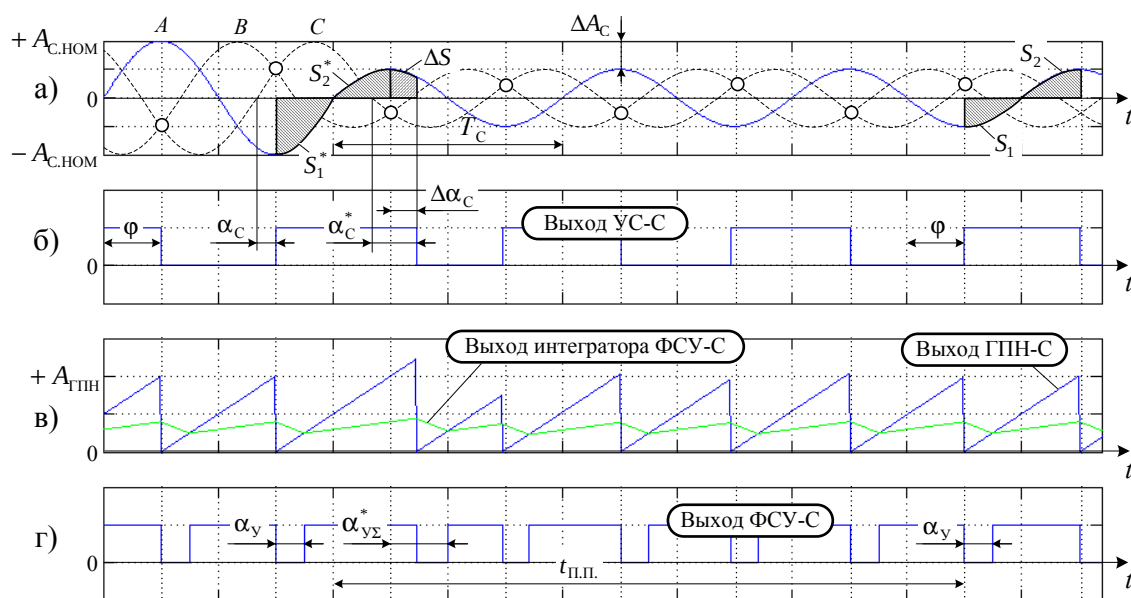


Рис. 1. Временные диаграммы адаптивной интегрирующей СИФУ при провале амплитуды напряжения сети для канала фазы С

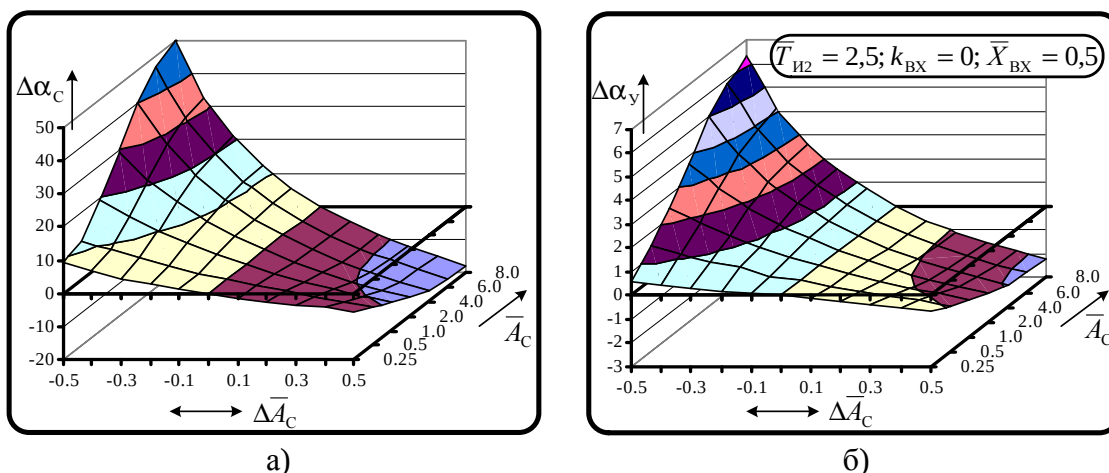


Рис. 2. Пространства динамического состояния: угла синхронизации $\Delta\alpha_c = f(\Delta\bar{A}_c, \bar{A}_c)$ (а) и угла управления $\Delta\alpha_y = f(\Delta\bar{A}_c, \bar{A}_c)$ (б)

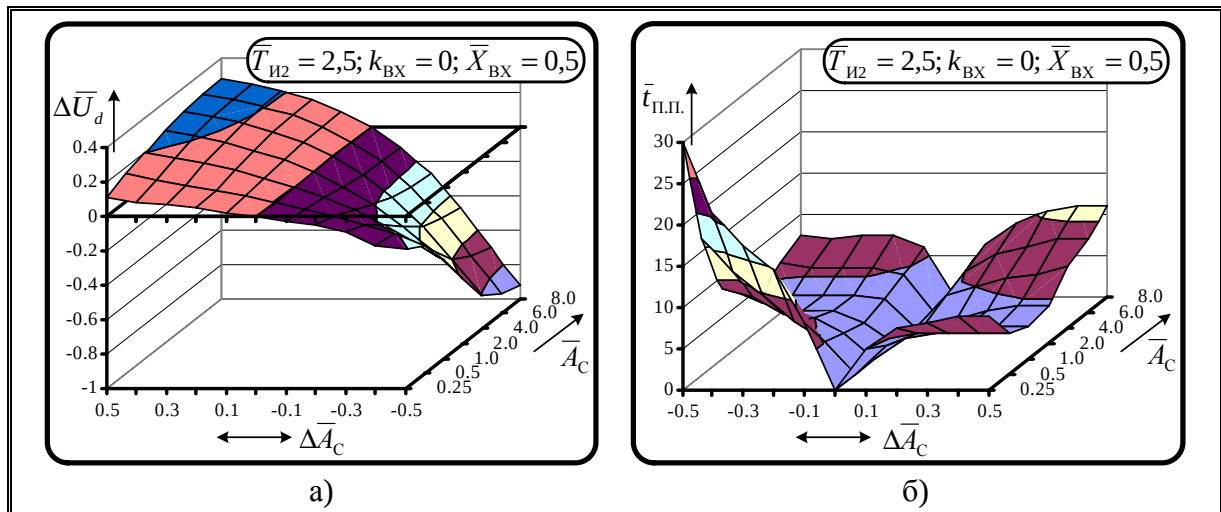


Рис. 3. Пространства динамического состояния: среднего значения выпрямленного напряжения $\Delta \bar{U}_d = f(\Delta \bar{A}_C, \bar{A}_C)$ (а) и времени переходного процесса $\bar{t}_{П.П.} = f(\Delta \bar{A}_C, \bar{A}_C)$ (б)

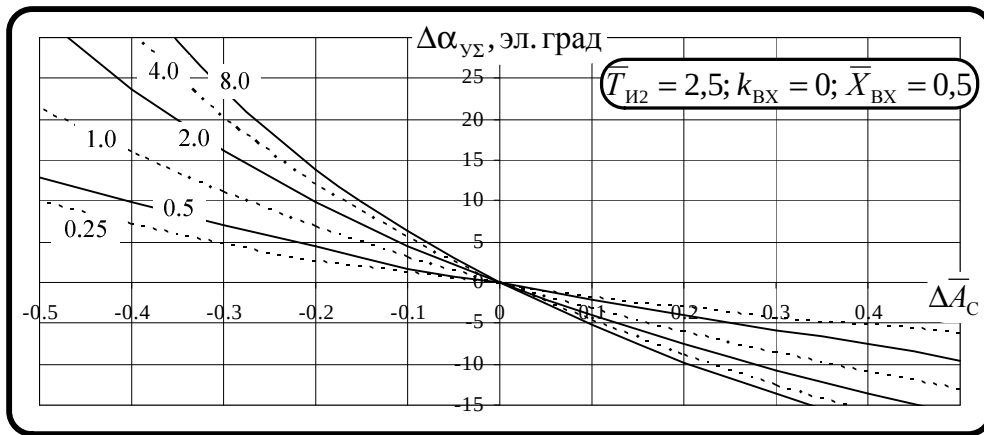


Рис. 4. График зависимости результирующей ошибки угла управления $\Delta \alpha_{у\Sigma} = f(\Delta \bar{A}_C)$ при различных значениях глубины синхронизации $\bar{A}_C$

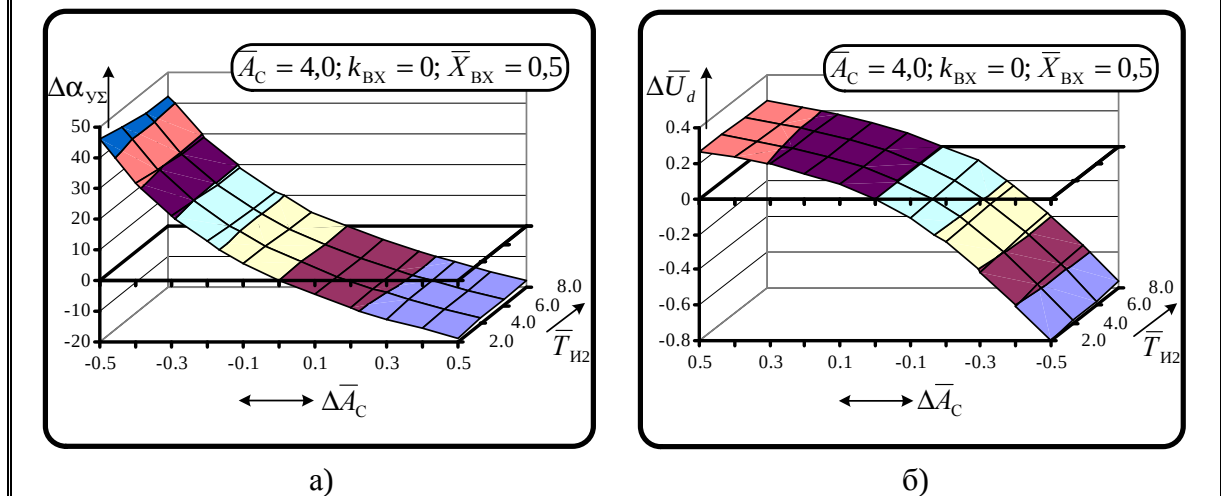


Рис. 5. Пространства динамического состояния: результирующего угла управления $\Delta \alpha_{у\Sigma} = f(\Delta \bar{A}_C, \bar{T}_{И2})$ (а) и среднего выпрямленного напряжения $\Delta \bar{U}_d = f(\Delta \bar{A}_C, \bar{T}_{И2})$ (б)

ется тем, что с ростом $\bar{A}_C$ увеличивается эквивалентная постоянная времени фильтра $T_\Sigma = (\pi \cdot \bar{A}_C \cdot T_C)/16$ в УС–ИФ (см. п. 3.4.1, рис. 3.15), что неизбежно приводит к ухудшению его быстродействия. Однако здесь следует напомнить, что чрезмерное снижение $\bar{A}_C$ негативно сказывается на помехоустойчивости УС и СИФУ в целом по отношению к высокочастотным помехам со стороны сети, а также приводит к росту времени переходного процесса $t_{п.п.}$, достигающего 30 периодов напряжения сети T_C при $\bar{A}_C = 0,25$, что видно из пространства динамического состояния $\bar{t}_{п.п.} = f(\Delta\bar{A}_C, \bar{A}_C)$ (см. табл. 6.5, рис. 3 б). Здесь $\bar{t}_{п.п.} = t_{п.п.}/T_C$ – нормированное значение времени переходного процесса $t_{п.п.}$, отнесенного к периоду T_C напряжения сети (см. табл. 6.5, рис. 1 а, г), в течение которого угол управления α_u достигает установившегося значения с погрешностью $\pm 1,0$ %. Минимальное время переходного процесса в системе $t_{п.п.} = (4-5) \cdot T_C$ достигается вблизи $\bar{A}_C = \pi/2$, а при $\bar{A}_C \geq \pi/2$ $t_{п.п.}$ увеличивается до уровня $10T_C$ при $\bar{A}_C = 8,0$ и $\Delta\bar{A}_C = 0,5$, а также $7,5T_C$ при $\bar{A}_C = 8,0$ и $\Delta\bar{A}_C = -0,5$ (см. табл. 6.5, рис. 3 б), что также объясняется увеличением эквивалентной постоянной времени фильтра T_Σ в УС–ИФ как с ростом $\bar{A}_C$, так и $\Delta\bar{A}_C$. Поэтому при динамических перенапряжениях амплитуды напряжения сети $\bar{t}_{п.п.}$ больше, чем при динамических провалах.

➤ В табл. 6.5, рис. 4 представлен график зависимости $\Delta\alpha_{у\sum} = f(\Delta\bar{A}_C)$, позволяющий выбрать оптимальную глубину синхронизации $\bar{A}_C$ с учетом динамической нестабильности амплитуды напряжения сети $\Delta\bar{A}_C$. В автономных сетях с ограниченной мощностью и динамическими провалами и перенапряжениями амплитуды, находящихся в диапазоне $0,2 \leq |\Delta\bar{A}_C| \leq 0,5$, глубина синхронизации в УС необходимо выбирать $0,25 \leq \bar{A}_C < 2,0$, а в промышленных сетях большой мощности, в которых $|\Delta\bar{A}_C| \leq 0,2$ – в диапазоне $2,0 \leq \bar{A}_C \leq 3,0$ при условии, что угол управления в ТП отклоняется не более чем на 10 эл. град. Данное условие может быть выполнено только в том случае, если углы $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ в блоке ограничения БОУ (см. рис. 6.3) выбраны также с запасом на 10 эл. град, чтобы предотвратить опрокидывание ведомого инвертора в реверсивном ТП в переходном процессе, вызванном динамическими отклонениями напряжения сети.

➤ Относительная постоянная времени интегратора $\bar{T}_{и2} = |(T_{и2} \cdot X_0)/(T_{и1} \cdot A)|$ в замкнутом интегрирующем ФСУ незначительно

влияет на результирующую ошибку угла управления $\Delta\alpha_{y\sum}$ и динамическую ошибку среднего значения выпрямленного напряжения $\Delta\bar{U}_d$ на выходе ТП (см. табл. 6.4, рис. 5 а, б) по сравнению с параметром $\bar{A}_c$ (см. табл. 6.5, рис. 2, 3 а). Так, например, при $\Delta\bar{A}_c = -0,5$ и изменении $\bar{T}_{и2}$ от 2,0 до 8,0 ошибка $\Delta\alpha_{y\sum}$ уменьшилась всего лишь на 3,6 эл. град, а ошибка $\Delta\bar{U}_d$ – увеличилась на 2,0 %. Результаты компьютерного моделирования показали, что коэффициент динамической коррекции $k_{вх}$ в замкнутом интегрирующем ФСУ не влияет на уровень ошибки $\Delta\alpha_{y\sum}$ и $\Delta\bar{U}_d$, так как при динамических отклонениях амплитуды напряжения сети данное возмущение вводится не со стороны информационного входа, а со стороны генератора пилообразного напряжения ГПН в виде отклонения частоты (см. табл. 6.5, рис. 1 в) и далее полностью отрабатывается интегратором, входящего в замкнутый контур устройства.

В реальной промышленной обстановке провалы (перенапряжения) амплитуды и частоты напряжения сети, как правило, возникают не мгновенно, а за некоторый промежуток времени, зависящий от характера и вида подключаемой нагрузки к сети. Поэтому представляет интерес анализ работы реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ при плавном изменении как амплитуды (см. табл. 6.1, рис. 3), так и частоты (см. табл. 6.1, рис. 4) напряжения сети.

Анализ динамических характеристик, представленных в табл. 6.6–6.7 и полученных на основании методики исследования (см. п. 6.1), позволяет сделать следующие выводы:

➤ В целом динамические пространства угла синхронизации $\Delta\alpha_c = f(\bar{S}_u, \bar{A}_c)$ и угла управления $\Delta\alpha_y = f(\bar{S}_u, \bar{A}_c)$ (см. табл. 6.6, рис. 1) по характеру схожи с пространствами, приведенных в табл. 6.5, рис. 2, и отличаются тем, что при плавном изменении амплитуды напряжения сети абсолютные ошибки $\Delta\alpha_c$ и $\Delta\alpha_y$ примерно в 2–5 раз меньше, чем при дискретном (динамическом) изменении напряжения сети, что является очевидным фактом и не требует дополнительных пояснений.

➤ График зависимости результирующей ошибки угла управления $\Delta\alpha_{y\sum} = f(\bar{S}_u)$ (см. табл. 6.6, рис. 2), построенный при различных значениях глубины синхронизации $\bar{A}_c$, позволяет определить предельно допустимую скорость изменения напряжения сети для адаптивной интегрирующей

Динамические характеристики реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ при плавном изменении амплитуды напряжения сети

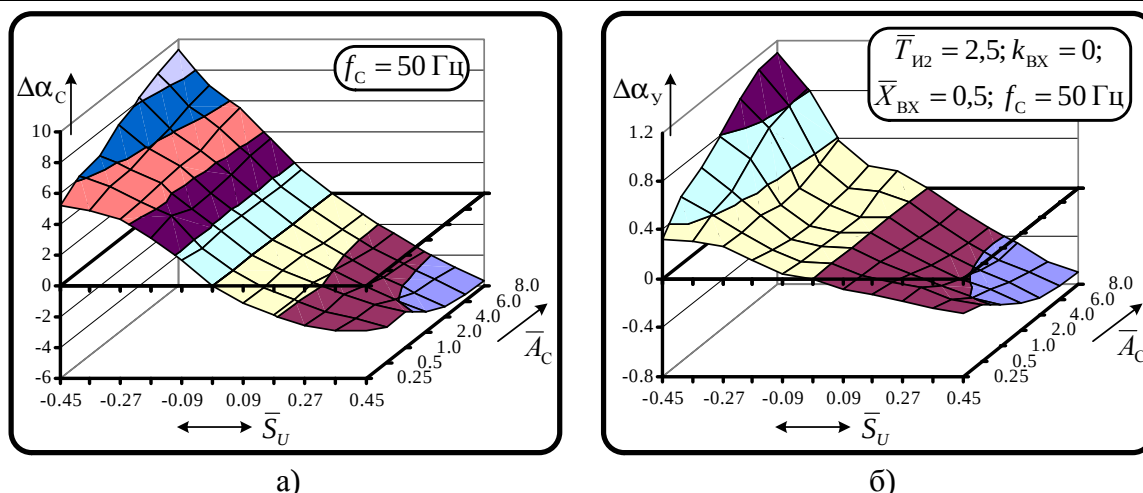


Рис. 1. Пространства динамического состояния: угла синхронизации $\Delta\alpha_c = f(\bar{S}_U, \bar{A}_C)$ (а) и угла управления $\Delta\alpha_y = f(\bar{S}_U, \bar{A}_C)$ (б)

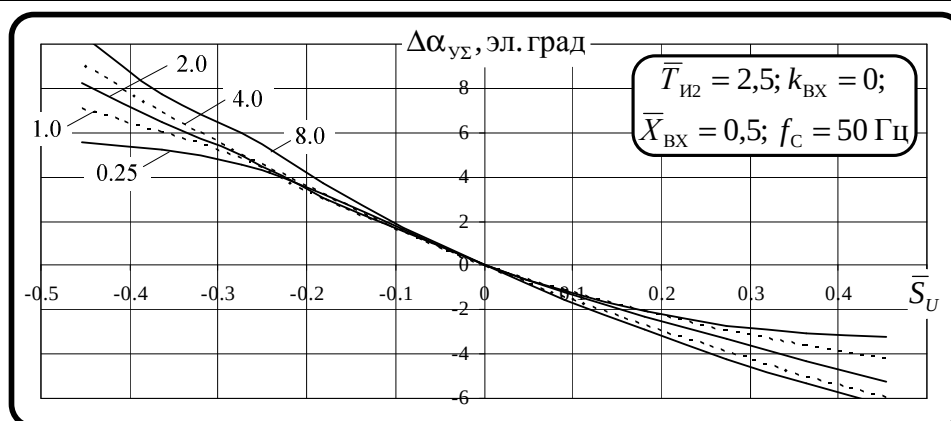


Рис. 2. График зависимости результирующей ошибки угла управления $\Delta\alpha_{y\Sigma} = f(\bar{S}_U)$ при различных значениях глубины синхронизации $\bar{A}_C$

СИФУ. Поскольку в реверсивных ТП допустимым уровнем асимметрии импульсов управления считается величина 2–3 эл. град, которая не приводит к серьезным нарушениям и сбоям в работе, то ошибку угла управления $\Delta\alpha_y = 2$ эл. град можно принять допустимой и безопасной для ВП. С учетом этого, предельно допустимой нормированной скоростью изменения напряжения сети $\bar{S}_U$ за один период при ее «увеличении» и «уменьшении» (см. табл. 6.1, рис. 3) в реверсивном ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ следует считать величину $\bar{S}_U = \pm 0,11$ для любых значений $0,25 \leq \bar{A}_C \leq 8,0$ (см. табл. 6.6, рис. 2), когда ошибка угла управления $\Delta\alpha_{y\Sigma}$ не превышает 2 эл. град. Например, если считать, что реверсивный ТП работает непосред-

ственно от сети с номинальным напряжением $U_{с.ном} = 220$ В и частотой $f_{с.ном} = 50$ Гц, то предельно допустимая скорость изменения напряжения сети $S_U \approx \pm 25$ В/период, что как раз укладывается в 10 % диапазон отклонения напряжения для стационарных сетей 0,38 кВ [57]. В автономных сетях, в случае отклонения напряжения сети на ± 50 % за один период, ошибка угла управления $\Delta\alpha_{у\sum}$ в переходном режиме не превышает значения ± 10 эл. град (см. табл. 6.6, рис. 2), что требует выбора углов α_{min} и α_{max} в блоке ограничения БО (см. рис. 6.3) с запасом на 10 эл. град с целью предотвращения опрокидывания ведомого инвертора в реверсивном ТП.

➤ В реверсивном ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ в переходном процессе, вызванном плавным изменением частоты сети (см. табл. 6.1, рис. 4), наибольшие отклонения угла синхронизации α_c^* и угла управления α_y^* от установившихся значений α_c и α_y возникают в начале переходного процесса после первого периода изменения частоты сети (динамические ошибки $\Delta\alpha_c^H$ и $\Delta\alpha_y^H$ см. табл. 6.7, рис. 1) и в конце заранее заданного интервала времени $t_3 = 1$ сек (ошибки $\Delta\alpha_c^K$ и $\Delta\alpha_y^K$ см. табл. 6.7, рис. 2).

➤ Динамические ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c^H$ и угла управления $\Delta\alpha_y^H$ в начале переходного процесса (см. табл. 6.7, рис. 1) проходят симметрично относительно нуля при «положительных» и «отрицательных» значениях S_f , достигая максимального уровня $\Delta\alpha_c^H \approx \pm 6$ эл.град и $\Delta\alpha_y^H \approx \pm 4$ эл.град при $S_f = \pm 30$ Гц/с, и практически не зависят от относительной постоянной времени интегратора $\bar{T}_{и2}$ в замкнутом интегрирующем ФСУ. Результирующая ошибка угла управления в начале переходного процесса $\Delta\alpha_{у\sum}^H = \Delta\alpha_c^H + \Delta\alpha_y^H$.

➤ Динамические ошибки $\Delta\alpha_c^K$ и $\Delta\alpha_y^K$ в конце переходного процесса (см. табл. 6.7, рис. 2) проходят несимметрично относительно нуля и резко возрастают при $S_f < -20$ Гц/с. Это объясняется тем, что скорость изменения напряжения при переходе через ноль становится меньше при «отрицательных» S_f , чем при «положительных». Ошибка $\Delta\alpha_c^K$ не зависит от относительной постоянной времени интегратора $\bar{T}_{и2}$ в ФСУ, что является очевидным, а ошибка $\Delta\alpha_y^K$ возрастает с ростом $\bar{T}_{и2}$, так как увеличивается эквивалентная постоянная времени фильтра $T_\varphi = 0,47 \cdot \bar{T}_{и2} \cdot T_0$ (см. п. 2.2.4, рис. 2.9) в замкнутом интегрирующем ФСУ, и, как следствие, ухудшается его быстродействие.

Динамические характеристики реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ при плавном изменении частоты напряжения сети

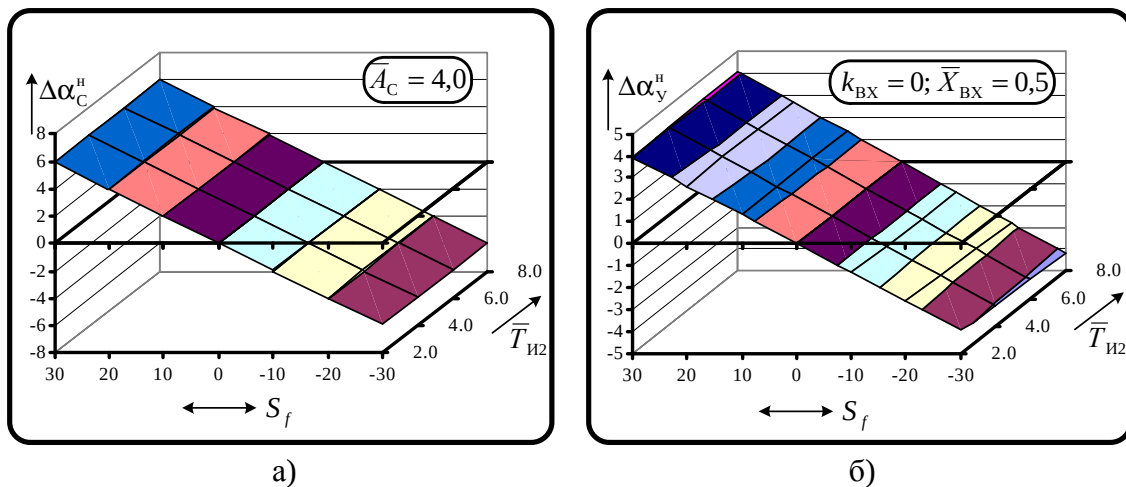


Рис. 1. Пространства динамического состояния: угла синхронизации $\Delta\alpha_C^H = f(S_f, \bar{T}_{И2})$ (а) и угла управления $\Delta\alpha_y^H = f(S_f, \bar{T}_{И2})$ (б) в начале переходного процесса

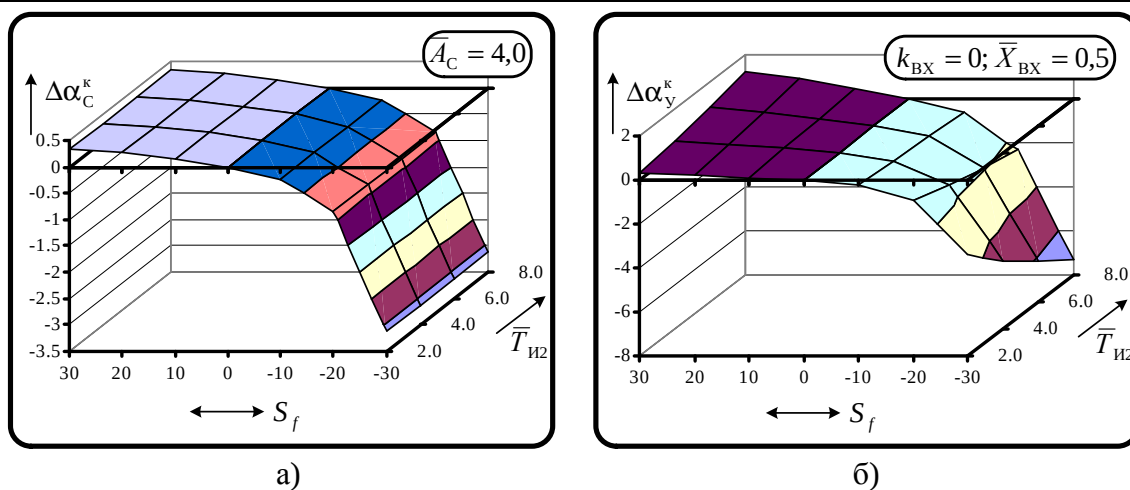


Рис. 2. Пространства динамического состояния: угла синхронизации $\Delta\alpha_C^K = f(S_f, \bar{T}_{И2})$ (а) и угла управления $\Delta\alpha_y^K = f(S_f, \bar{T}_{И2})$ (б) в конце переходного процесса

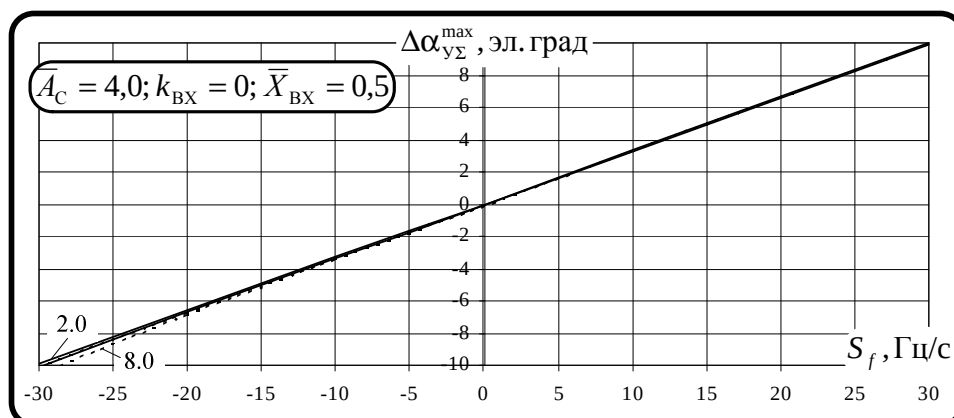


Рис.3. График максимальной результирующей ошибки угла управления $\Delta\alpha_{У\Sigma}^{\max} = f(S_f)$ при различных значениях $\bar{T}_{И2}$ с учетом начала и окончания переходного процесса

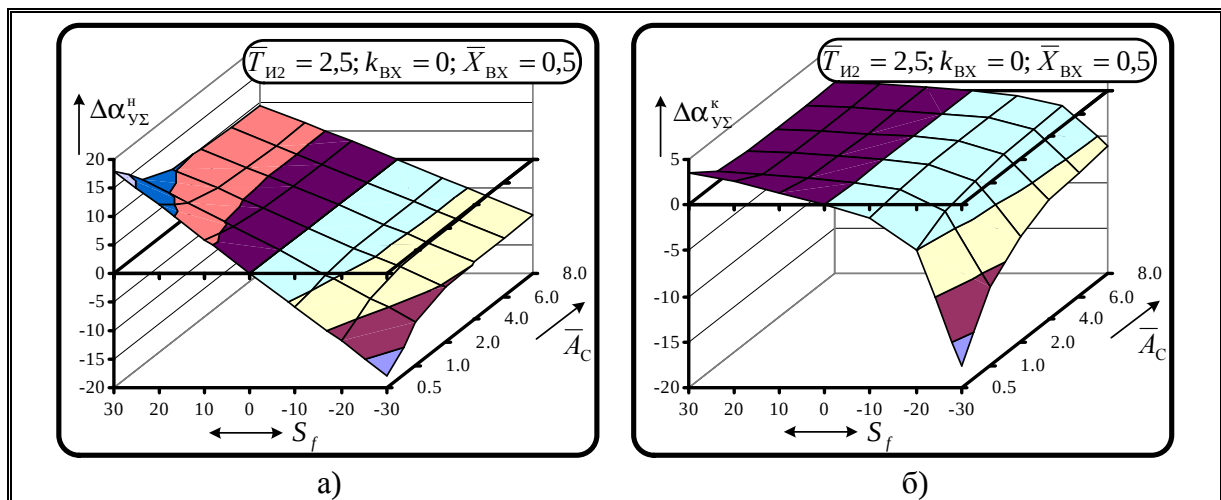


Рис. 4. Пространства динамического состояния результирующего угла управления в начале $\Delta\alpha_{y\Sigma}^h = f(S_f, \bar{A}_C)$ (а) и в конце $\Delta\alpha_{y\Sigma}^k = f(S_f, \bar{A}_C)$ (б) переходного процесса

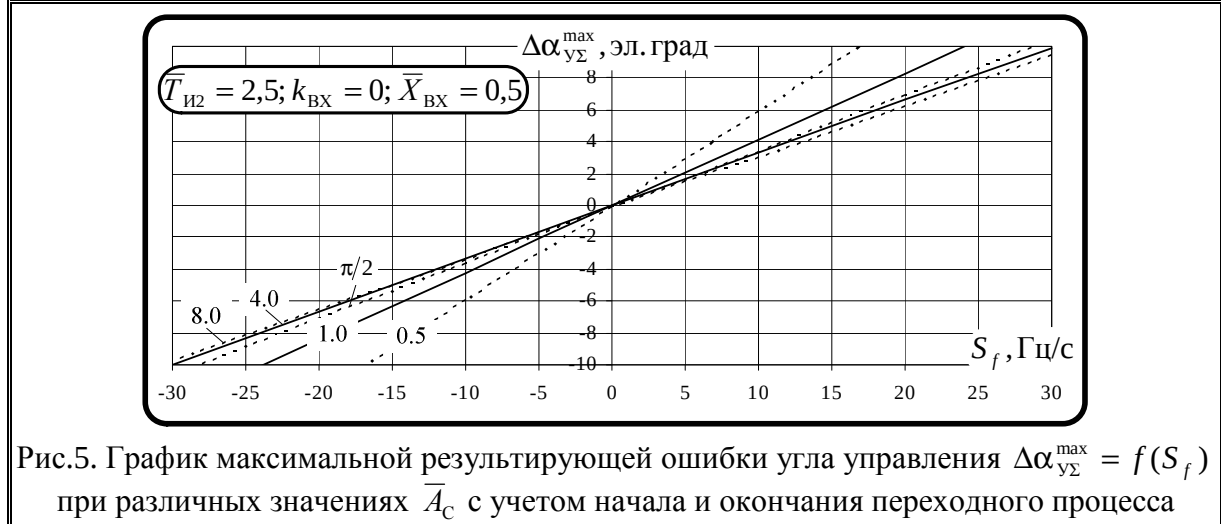


Рис.5. График максимальной результирующей ошибки угла управления $\Delta\alpha_{y\Sigma}^{\max} = f(S_f)$ при различных значениях $\bar{A}_C$ с учетом начала и окончания переходного процесса

➤ Коэффициент динамической коррекции k_{BX} в замкнутом интегрирующем ФСУ не влияет на уровень ошибок $\Delta\alpha_{y\Sigma}^h$ и $\Delta\alpha_{y\Sigma}^k$, так как при отклонении частоты сети данное возмущение вводится не со стороны информационного входа, а со стороны генератора пилообразного напряжения ГПН в виде отклонения частоты и далее полностью отрабатывается интегратором, входящего в замкнутый контур устройства.

➤ В табл. 6.7, рис. 4 приведены динамические пространства результирующей ошибки угла управления в начале $\Delta\alpha_{y\Sigma}^h = f(S_f, \bar{A}_C)$ и конце $\Delta\alpha_{y\Sigma}^k = f(S_f, \bar{A}_C)$ переходного процесса, из которых видно, что с ростом глубины синхронизации $\bar{A}_C$ в адаптивном интегрирующем УС ошибки $\Delta\alpha_{y\Sigma}^h$ и $\Delta\alpha_{y\Sigma}^k$ уменьшаются, что особенно проявляется при $S_f > 20$ Гц/с и S_f

< -20 Гц/с. Это можно объяснить из уравнения (3.6), полученного для УС–ИФ, согласно которому угол синхронизации

$$\alpha_c = -90 \text{ эл.град} \cdot \left[1 + \frac{\bar{T}_0 - 1}{\bar{A}_c} \right]. \quad (6.5)$$

Здесь $\bar{T}_0 = T_0 / T_c$ – нормированное значение периода собственных автоколебаний $T_0 = 4\bar{b} T_{и}$ УС при $A_c = 0$ по отношению к периоду T_c напряжения сети.

Из выражения (6.5) видно, что в установившемся режиме работы, когда $\bar{T}_0 = 1,0$, угол синхронизации α_c всегда равен -90 эл. град. В переходном режиме, вызванном изменением частоты сети $(T_c)^{-1}$, $\bar{T}_0 \neq 1,0$ и угол α_c в соответствии с (6.5) становится зависимым от глубины синхронизации $\bar{A}_c$, с ростом которой отклонение α_c от установившегося значения -90 эл. град уменьшается.

➤ Графики зависимостей максимальной результирующей ошибки угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma}^{\max} = f(S_f)$, построенные при различных значениях относительной постоянной времени интегрирования $\bar{T}_{и2}$ (см. табл. 6.7, рис. 3) и глубины синхронизации $\bar{A}_c$ (см. табл. 6.7, рис. 5), позволяют определить предельно допустимую скорость изменения частоты сети для адаптивной интегрирующей СИФУ, которая составляет $S_f = \pm 6$ Гц/с при ее «увеличении» и «уменьшении» соответственно для любых значений $2,0 \leq \bar{T}_{и2} \leq 8,0$ и $\pi/2 \leq \bar{A}_c \leq 8,0$ при условии, что ошибка угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma}^{\max}$ не превышает 2 эл. град. Данный параметр не обеспечивает ни одна из ранее известных СИФУ и с большим запасом превышает предельно допустимые значения для стационарных сетей, для которых согласно ГОСТ Р 54149-2010 «Нормы качества электроэнергии в системах электроснабжения общего применения» [57] регламентируется только отклонение частоты от установившегося значения, которое не должно превышать $\pm 0,4$ Гц.

Надежность работы ВП в условиях реальной промышленной обстановки во многом определяется степенью восприимчивости их системы управления к коммутационным искажениям напряжения сети. Поэтому представляет интерес анализа помехоустойчивости реверсивного ТП при наличии коммутационных искажений в источнике электроснабжения (см. табл. 6.1, рис. 5), которые создавались мостовым тиристорным выпрямителем.

Во время исследования коммутационные искажения воздействовали только на синхронизирующий вход СИФУ, а силовая часть ВП была запитана от «идеального» трехфазного напряжения. Такое подключение позволяет оценить ошибку среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП только от влияния системы управления.

Анализ проводился для «вертикальной» и адаптивной интегрирующей СИФУ при работе ТП на активную нагрузку.

Результаты анализа помехоустойчивости, представленные в табл. 6.8 и полученные на основании методики исследования (см. п. 6.1), позволяют сделать следующие выводы:

➤ Помехоустойчивость реверсивного ТП при коммутационных искажениях напряжения сети зависит только от типа УС на входе СИФУ и в установившемся режиме работы не зависит от ФСУ. Поэтому абсолютная ошибка угла синхронизации $\Delta\alpha_c$ и результирующая ошибка угла управления $\Delta\alpha_{у\sum}$ равны друг другу (см. табл. 6.8, рис. 1, 2), а ошибка угла управления $\Delta\alpha_y$, вносимая только ФСУ, равна нулю.

➤ В СИФУ с «вертикальным» управлением, включающей в себя каскад «фильтр–УС–НФ» (см. п. 3.3.1) с параметрами $\alpha_\phi = -20$ эл. град и $\alpha_p = -10$ эл. град и ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. п. 4.2), наибольший уровень абсолютной ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c = 20$ и -15 эл. град, а также нормированной ошибки среднего значения выпрямленного напряжения на выходе ТП $\Delta\bar{U}_d = -0,4$ и $0,24$ возникает при наибольшем угле коммутации $\gamma_k = 25$ эл. град и углах задержки импульсов коммутации $\alpha_k = 75$ и 165 эл. град соответственно (см. табл. 6.8, рис. 1 а, б), когда коммутационные провалы в напряжении сети совпадают с моментами времени перехода сигнала на выходе фильтра в УС–НФ через ноль (см. табл. 6.8, рис. 3 а, б). Ограничение угла α_k на уровне 30 эл. град связано с точкой естественной коммутации трехфазного тиристорного выпрямителя.

➤ В адаптивной интегрирующей СИФУ при любых углах коммутации γ_k и углах задержки, лежащих в диапазоне $90 \leq \alpha_k \leq 120$ эл. град, ошибки $\Delta\alpha_c$, $\Delta\alpha_{у\sum}$ и $\Delta\bar{U}_d$ равны нулю (см. табл. 6.8, рис. 2 а, б), т.к. на интервалах времени t_1 и t_2 коммутационные провалы «1» и «2», «3» и «4» взаимно компенсируют друг друга, или когда площади S'_1 , S''_1 и S'_2 , S''_2 в синхронизирующем сигнале, например, фазы A на подинтервалах t'_1 , t''_1 и t'_2 , t''_2 равны

Анализ помехоустойчивости реверсивного ТП с различными типами СИФУ при коммутационных искажениях напряжения сети

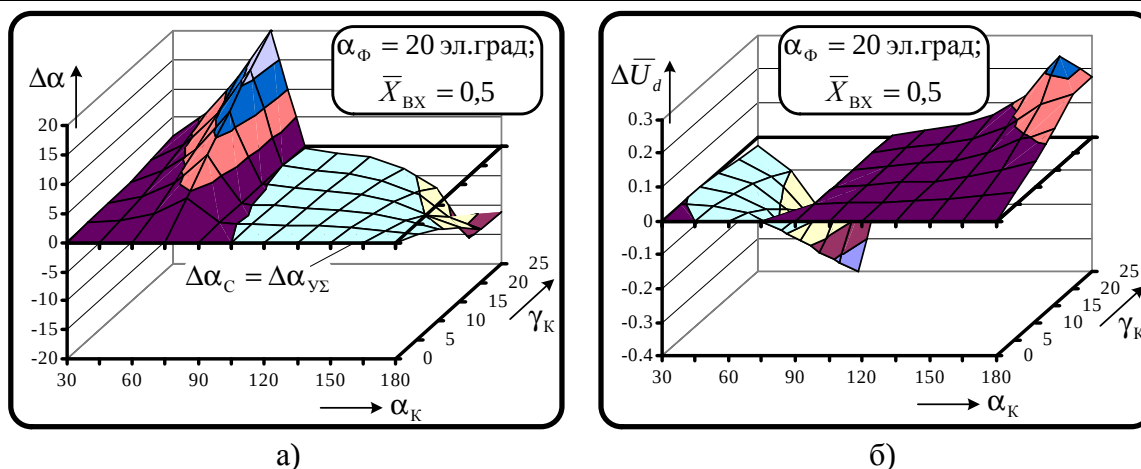


Рис. 1. Коммутационные пространства $\Delta\alpha = f(\alpha_K, \gamma_K)$ (а) и $\bar{U}_d = f(\alpha_K, \gamma_K)$ (б) для реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ

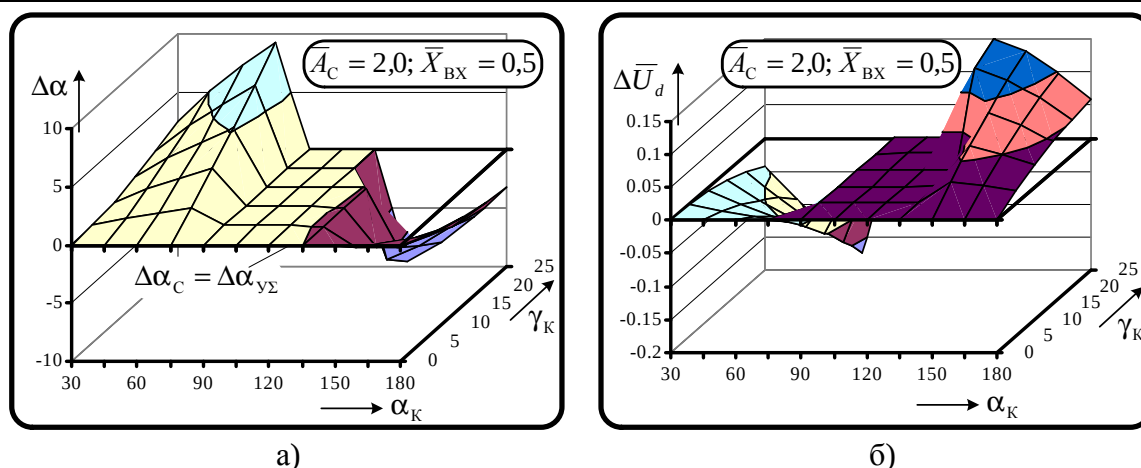


Рис. 2. Коммутационные пространства $\Delta\alpha = f(\alpha_k, \gamma_k)$ (а) и $\bar{U}_d = f(\alpha_k, \gamma_k)$ (б) для реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ

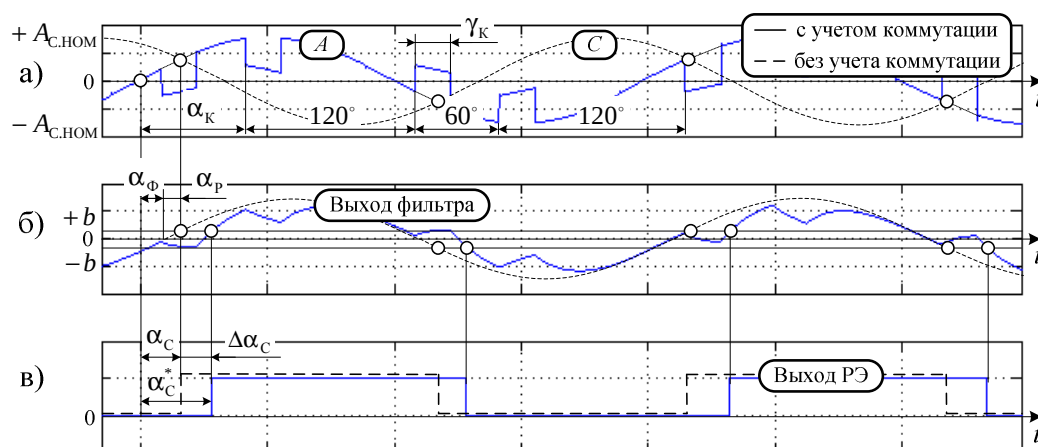


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов «вертикальной» СИФУ с каскадом «фильтр-УС-НФ» на входе при $\alpha_k = 75$ эл. град и $\gamma_k = 25$ эл. град

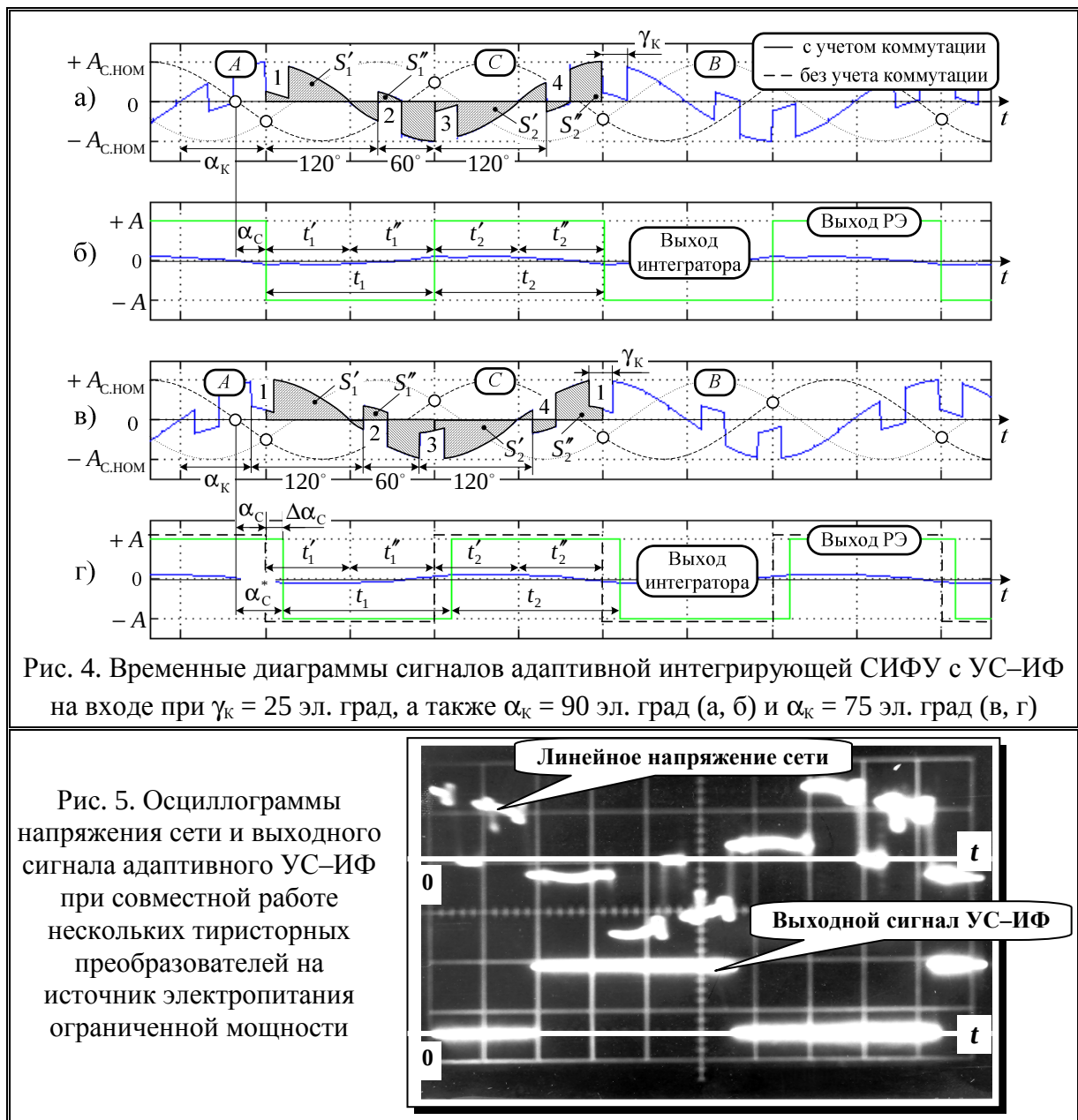
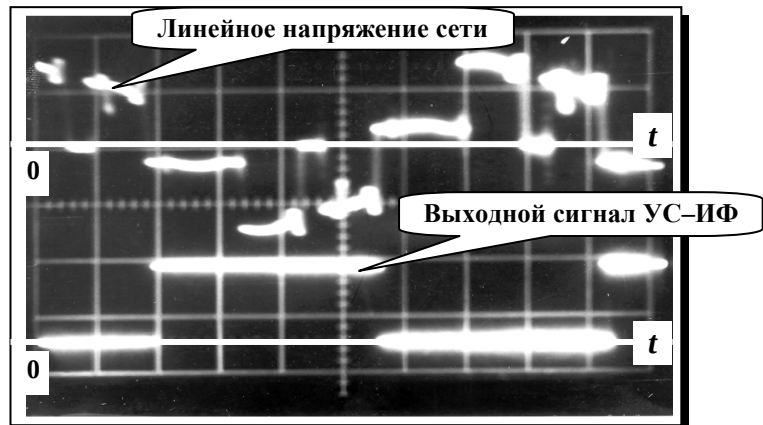


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов адаптивной интегрирующей СИФУ с УС–ИФ на входе при $\gamma_K = 25$ эл. град, а также $\alpha_K = 90$ эл. град (а, б) и $\alpha_K = 75$ эл. град (в, г)

Рис. 5. Осциллограммы напряжения сети и выходного сигнала адаптивного УС–ИФ при совместной работе нескольких тиристорных преобразователей на источник электропитания ограниченной мощности



между собой (см. табл. 6.8, рис. 4 а, б). При других α_K ошибки $\Delta\alpha_C$, $\Delta\alpha_{у\Sigma}$ и $\Delta\bar{U}_d$ не равны нулю (см. табл. 6.8, рис. 2 а, б), когда площади S'_1 , S''_1 и S'_2 , S''_2 на подынтервалах t'_1 , t''_1 и t'_2 , t''_2 не равны друг другу (см. табл. 6.8, рис. 4 в, г). Наибольший уровень ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_C = 9,2$ и -10 эл. град, а также нормированной ошибки напряжения на выходе ТП $\Delta\bar{U}_d = -0,18$ и $0,15$ наблюдается при наибольшем угле коммутации $\gamma_K = 25$ эл. град и углах задержки $\alpha_K = 75$ и 135 эл. град соответственно (см. табл. 6.8, рис. 2).

➤ Глубина синхронизации $\bar{A}_C = |A_C/A|$ в адаптивном интегрирующем УС не влияет на уровень ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_C$, а, значит, и ре-

зультирующую ошибку угла управления $\Delta\alpha_{у\sum}$ на выходе СИФУ, так как при изменении амплитуды A_C напряжения сети фаз A, B, C прямо пропорционально изменяется и площадь коммутационных провалов.

➤ В реверсивном ТП с «вертикальной» СИФУ допустимая величина коммутационных провалов составляет 12 эл. град, а для адаптивной интегрирующей СИФУ в два раза больше (25 эл. град), что объясняется замкнутым характером структуры УС–ИФ и наличием интегратора в прямом канале регулирования, при условии, что угол управления в ТП отклоняется не более чем на 10 эл. град (см. табл. 6.8, рис. 1 а, 2 а). Данное условие может быть выполнено только в том случае, если углы $\alpha_{\min}$ и $\alpha_{\max}$ в блоке ограничения БО (см. рис. 6.3) выбраны также с запасом на 10 эл. град, чтобы предотвратить опрокидывание ведомого инвертора в ТП.

Здесь следует отметить, что адаптивная интегрирующая СИФУ с УС–ИФ показала крайне высокий уровень эксплуатационной надежности при целом ряде экстремальных ситуаций, где серийно выпускаемые преобразователи оказывались попросту неработоспособными. Так, например, ТП сохранял свою работоспособность даже при таких искажениях напряжения сети, которые показаны в табл. 6.8, рис. 5.

6.2.3. Динамические характеристики и помехоустойчивость реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления со стороны информационного канала управления

Быстродействие и степень восприимчивости СИФУ по отношению к сигналам помех со стороны информационного входа зависят от способа развертывающего преобразования, заложенного в ФСУ [75]. Поэтому представляет интерес анализа динамических характеристик и помехоустойчивости адаптивной интегрирующей СИФУ (см. п. 6.2) со стороны информационного входа и сравнение полученных результатов с наиболее распространенной в практике силовой электроники «вертикальной» СИФУ, в которой используется ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. п. 4.2) или в дальнейшем просто ФСУ «вертикального» типа.

Анализ динамических характеристик СИФУ со стороны информационного входа был выполнен с использованием аппарата амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) [285]. Методика снятия АЧХ для импульс-

ных систем, к числу которых относится и реверсивный ТП, подробно рассмотрена в п. 2.2.1.

Исследование реверсивного ТП проводилось в разомкнутой системе без обратных связей при чисто активной нагрузке на основе разработанной автором компьютерной модели в программе *MatLab+Simulink* при воздействии гармонического сигнала с переменной частотой $\omega = 2\pi f$ и амплитудой A_m , равной 70 % от максимального значения напряжения управления, одновременно на вход ПХ и на первый вход ЛПУ (см. рис. 6.3). Выделение среднего значения выпрямленного напряжения U_d на выходе ТП производилось с помощью цифрового фильтра ЦФ. Начальный угол управления α_0 соответствовал 90 эл. град при напряжении $X_{CM} = 0$. Безтоковая пауза τ на переключение групп клапанов «В» и «Н» в ЛПУ была принята равной 4 мс.

Логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) реверсивного ТП для адаптивной интегрирующей и «вертикальной» СИФУ приведены на рис. 6.4, на котором приняты следующие обозначения: $\bar{k} = k/k_B$ – нормированный коэффициент передачи реверсивного ТП; $k = Y_{0,m}/A_{\Pi}$ – абсолютный коэффициент передачи реверсивного ТП; $Y_{0,m}$, A_{Π} – амплитудное значение среднего выпрямленного напряжения на выходе ТП и гармонического сигнала на входе соответственно; $k_B = 2,34 \cdot U_2 \cdot \cos[90 \text{ эл.град} \cdot (1 - (A_{\Pi}/A))]/A_{\Pi}$ – базовый коэффициент передачи реверсивного ТП при постоянном напряжении управления на входе, равного амплитудному значению A_{Π} гармонического сигнала; U_2 – действующее значение напряжения сети; $\pm A$ – амплитуда пилообразного напряжения в ФСУ с «вертикальным» принципом управления (см. табл. 6.3, рис. 1 г) или амплитуда на выходе РЭ в замкнутом интегрирующем ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 4 в).

Анализ ЛАЧХ (см. рис. 6.4) позволяет сделать следующие выводы:

➤ Наибольшим быстродействием обладает реверсивный ТП с «вертикальной» СИФУ, у которого полоса пропускания $\omega_{CP} \approx 200$ рад/с при времени бестоковой паузы $\tau = 4$ мс и частоте сети $f_C = 50$ Гц.

➤ Реверсивный ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ без коррекции динамических характеристик проигрывает по быстродействию ТП с «вертикальной» СИФУ, что объясняется наличием интегратора в прямом канале регулирования замкнутого интегрирующего ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 3). Так,

например, при относительной постоянной времени интегрирования ФСУ $\bar{T}_{и2} = 2,0$ полоса пропускания $\omega_{ср}$ почти в 2,8 раза меньше, чем для реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ и составляет 70 рад/с, а при $\bar{T}_{и2} = 4,0$ – всего лишь 40 рад/с. Поэтому относительную постоянную времени интегрирования в замкнутом интегрирующем ФСУ необходимо выбирать в диапазоне $2,0 \leq \bar{T}_{и2} \leq 2,5$, когда обеспечивается максимально возможное быстродействие в системе.

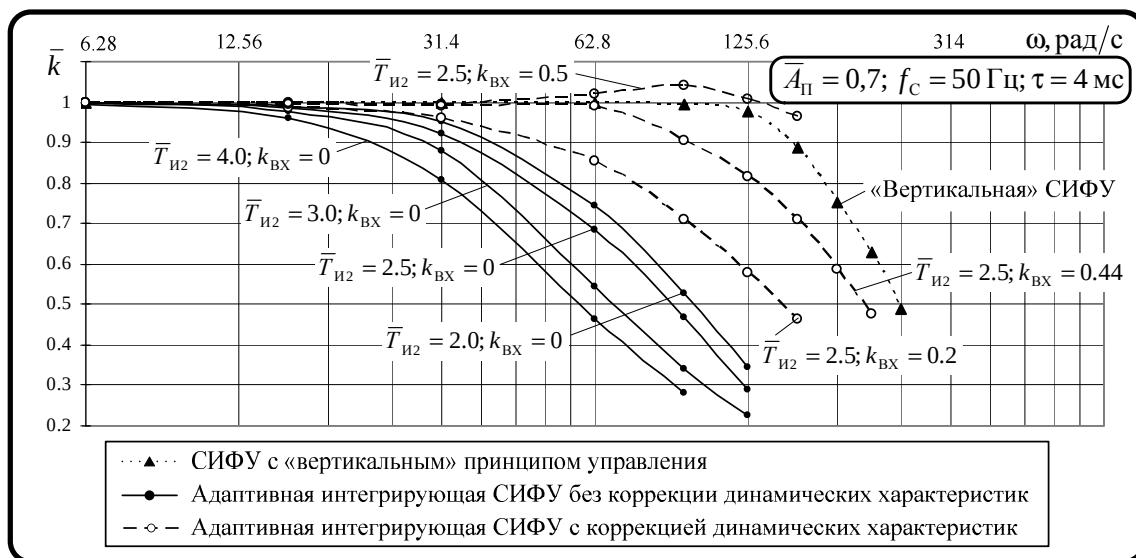


Рис. 6.4. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики реверсивного ТП с различными видами СИФУ

➤ Расширение полосы пропускания в реверсивном ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ достигается за счет метода амплитудной коррекции, когда пилообразное напряжение смещается в «вертикальном» направлении в функции входного сигнала $X_{вх}$ через пропорциональное звено ПЗ с коэффициентом $k_{вх}$ в замкнутом интегрирующем ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 3, 4). Так, например, при $\bar{T}_{и2} = 2,5$ и $k_{вх} = 0,2$ полоса пропускания $\omega_{ср}$ в реверсивном ТП достигает значения 95 рад/с, а при $k_{вх} = 0,44$ и той же $\bar{T}_{и2}$ – 157 рад/с, что всего лишь на 43 рад/с меньше, чем в реверсивном ТП с «вертикальной» СИФУ. Дальнейшее увеличение $k_{вх} > 0,44$ при $\bar{T}_{и2} = 2,5$ приводит к перерегулированию, когда коэффициент передачи реверсивного ТП становится больше единицы (см. рис. 6.4), а в замкнутом интегрирующем ФСУ возникают ложные переключения РЭ. Поэтому с учетом ЛАЧХ (см. п. 4.4, рис. 4.11) оптимальным значением коэффициента амплитудной коррекции в замкнутом интегрирующем ФСУ при $\bar{T}_{и2} = 2,5$ следует считать $k_{вх} = 0,44$.

Анализ помехоустойчивости реверсивного ТП при различных видах СИФУ со стороны информационного входа выполнен в замкнутой системе подчиненного регулирования: с внутренним контуром тока якоря и внешним контуром скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (см. рис. 6.3) на основе разработанной автором компьютерной модели в программе *MatLab+Simulink* с использованием методики исследования, приведенной в п. 6.1, рис. 6.2.

Исходные параметры моделирования электропривода постоянного тока с реверсивным ТП сведены в табл. 6.9, в которой приняты следующие обозначения: P_H , U_H , I_H , n_H – номинальные мощность, напряжение, ток и скорость двигателя постоянного тока соответственно; $R_{\text{я}}$, $L_{\text{я}}$ – активное и индуктивное сопротивления якоря двигателя; J – момент инерции якоря; $k\Phi_H$, I_{BH} , $R_{\text{В}}$ – номинальные поток, ток и сопротивление обмотки возбуждения двигателя соответственно; $L_{\text{ДР}}$ – индуктивность дросселя; α_0 , α_{min} , α_{max} – начальный, минимальный и максимальный углы управления; $k_{\text{ДТ}}$, $k_{\text{ДС}}$, $k_{\text{РТ}}$, $k_{\text{РС}}$ – коэффициенты усиления датчиков тока и скорости, а также регуляторов тока и скорости; $T_{\text{ЦФ}}$ – время дискретизации цифрового фильтра у датчика тока, $T_{\text{РТ}}$, $T_{\text{РС}}$, $T_{\text{И2}}$ – постоянные времени регуляторов тока и скорости, а также замкнутого интегрирующего ФСУ; $U_{\text{ОГР}}$ – напряжение блока ограничения регулятора скорости; f_c – частота напряжения сети.

Таблица 6.9

<i>Двигатель постоянного тока ДЗ1 с независимым возбуждением</i>				
P_H , кВт	U_H , В	I_H , А	n_H , об./мин.	J , кг·м ²
5,2	440	15	910	0,3
$R_{\text{я}}$, Ом	$L_{\text{я}}$, мГн	$k\Phi_H$, В·с	I_{BH} , А	$R_{\text{В}}$, Ом
1,13	48	4,44	1,45	120
<i>Силовая схема и система управления преобразователем</i>				
$L_{\text{ДР}}$, мГн	α_0 , эл. град	α_{min} , эл. град	α_{max} , эл. град	$T_{\text{И2}} = 2,5/(2 f_c)$, мс
12	110	27	153	25
Датчик тока		Датчик скорости		
$k_{\text{ДТ}}$, В/А	$T_{\text{ЦФ}}$, эл.град	$k_{\text{ДС}}$, В/(рад/с)		
0,33	60	0,1		
Регулятор тока		Регулятор скорости и блок ограничения		
$k_{\text{РТ}}$	$T_{\text{РТ}}$, с	$k_{\text{РС}}$	$T_{\text{РС}}$, мс	$U_{\text{ОГР}}$, В
0,16	0,22	4	16,6	10

При исследовании помехоустойчивости реверсивного ТП на вход ФСУ кроме «полезного» сигнала управления (выход ПХ) подавался гармонический сигнал помехи (см. рис. 6.3), момент приложения которого совпадал с точкой естественной коммутации для фазы A , в частотном диапазоне 50–1200 Гц при соотношении $\bar{A}_{\Pi} = \text{помеха} / \text{сигнал} = 0,1$. Работа электропривода моделировалась при номинальном токе якоря двигателя I_H на пониженной скорости (10 % от скорости идеального холостого хода), когда восприимчивость системы управления по отношению к сигналам помех выше из-за малого уровня сигнала задания. В качестве выходных координат электропривода были взяты ток якоря и скорость двигателя, спектральный состав которых измерялся спектроанализатором (см. рис. 6.2).

Результаты исследования представлены в виде пространств спектрального состояния тока якоря $\bar{I}_\Gamma = F(f_\Gamma, f_\Pi, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_\Gamma = F(f_\Gamma, f_\Pi, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 6.10), на которых для удобства не показаны постоянные составляющие (нулевые гармоники). Здесь $\bar{I}_\Gamma = I_\Gamma / I_H$ – нормированная амплитуда гармоники тока якоря относительно номинального тока двигателя I_H ; $\bar{\omega}_\Gamma = \omega_\Gamma / \omega_B$ – нормированная амплитуда гармоники скорости двигателя относительно базовой скорости, равной 10 % от скорости идеального холостого хода двигателя; f_Γ – частота гармоник тока якоря или скорости двигателя; f_Π – частота гармонического сигнала помехи; $\bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi} / A|$ – нормированная амплитуда сигнала помехи относительно амплитуды $\pm A$ пилообразного напряжения в ФСУ с «вертикальным» принципом управления (см. табл. 6.3. рис. 1 г) или амплитуды $\pm A$ на выходе РЭ в замкнутом интегрирующем ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 4 в).

Анализ характеристик, представленных в табл. 6.10, позволяет сделать следующие выводы:

➤ В реверсивном ТП, независимо от вида СИФУ, наибольший уровень гармоник тока якоря $\bar{I}_\Gamma$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_\Gamma$ возникают при частотах помех f_Π , совпадающих с частотным спектром, генерируемым непосредственно реверсивным ТП $f_\Pi = (mn \pm 1) \cdot f_C$, или при частотах помех f_Π , близких к несущей частоте трехфазного мостового выпрямителя $f_0 = 300$ Гц или кратной ей, т.е. на частотах $f_\Pi = 250, 350, 550, 650, 850, 950$ Гц и т.д. (см. табл. 6.10). Здесь $m = 6$ – пульсность трехфазного мостового выпрямителя;

$n = 1, 2, 3, \dots$ – целые числа. Поэтому данные частоты представляют наибольшую опасность для СИФУ, генератором которых является сам ВП.

➤ Расчет частот f_{Γ} гармоник тока якоря $\bar{I}_{\Gamma}$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_{\Gamma}$ с наибольшим уровнем может быть выполнен с помощью уравнений

$$f_{\Gamma 1} = f_{\Pi} - nf_0 \text{ и } f_{\Gamma 2} = (n+1) \cdot f_0 - f_{\Pi}, \quad (6.6)$$

причем $n = 0$, если $f_0 < 300$ Гц и $n = 1$, если $300 < f_0 < 600$ Гц.

Соотношения (6.6) справедливы только в диапазоне частот сигналов помех $f_{\Pi} < 550$ Гц. Так, например, при частоте $f_{\Pi} = 350$ Гц, независимо от вида СИФУ, наибольший уровень гармоник тока якоря $\bar{I}_{\Gamma}$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_{\Gamma}$ возникают на двух частотах $f_{\Gamma 1} = 50$ Гц и $f_{\Gamma 2} = 250$ Гц.

При частотах помех $f_{\Pi} \geq 550$ Гц закон распределения гармоник носит более сложный характер, когда совместно с $f_{\Gamma 1}$ и $f_{\Gamma 2}$ возникают еще более низкочастотные гармоники с частотами

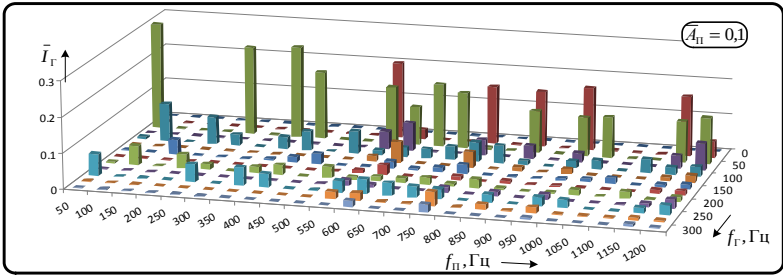
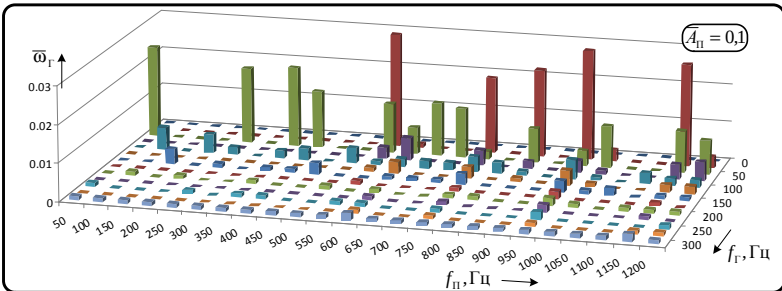
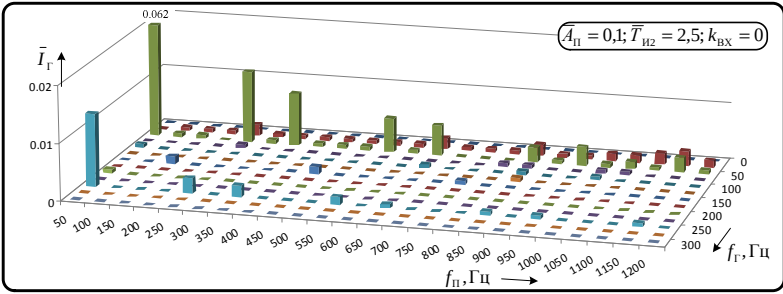
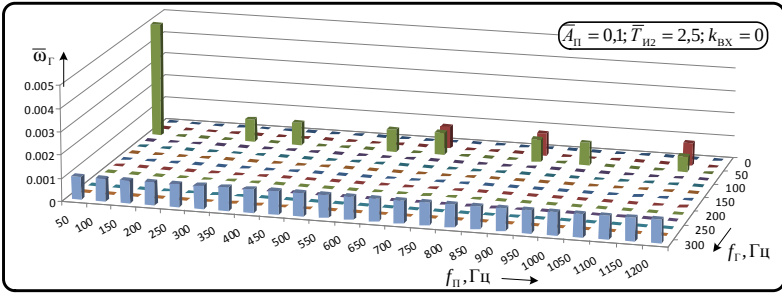
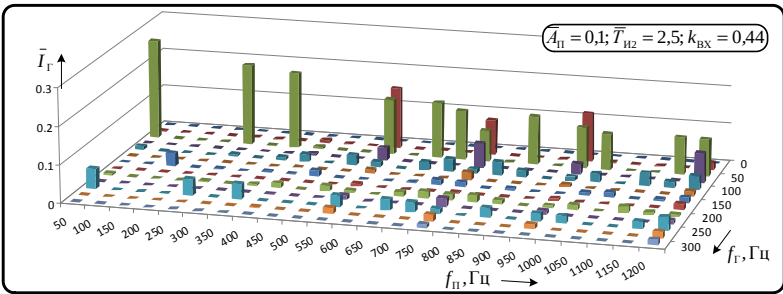
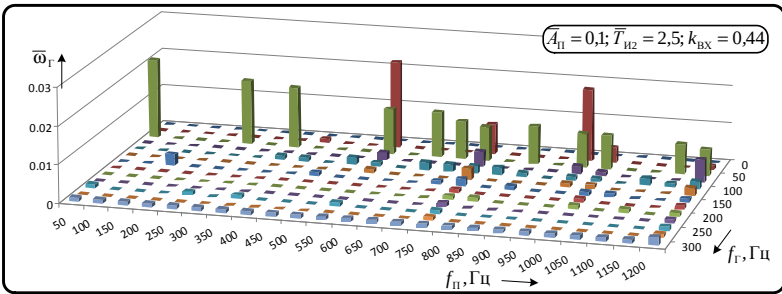
$$f_{\Gamma 3} = f_{\Gamma 1} \pm 0,5 f_{\Gamma 1} \text{ и } f_{\Gamma 4} = f_{\Gamma 2} \pm 0,5 f_{\Gamma 2} \quad (6.7).$$

На пространствах спектрального состояния скорости двигателя $\bar{\omega}_{\Gamma} = F(f_{\Gamma}, f_{\Pi}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ (см. табл. 6.10, рис. 2, 4, 6) показана 300 Гц составляющая, обусловленная пульсностью трехфазного мостового выпрямителя, а на пространствах тока якоря $\bar{I}_{\Gamma} = F(f_{\Gamma}, f_{\Pi}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ эта составляющая отсутствует (см. табл. 6.10, рис. 1, 3, 5), т.к. спектроанализатор в системе был подключен к выходу цифрового фильтра ЦФ датчика тока (см. рис. 6.3).

➤ В реверсивном ТП с «вертикальной» СИФУ как в ОДП ($f_{\Pi} \leq 0,5f_0$), так и в ОЗД ($f_{\Pi} > 0,5f_0$) наблюдается высокий уровень гармоник тока якоря $\bar{I}_{\Gamma}$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_{\Gamma}$, достигающих значений до 25 % и 3,0 % соответственно (см. табл. 6.10, рис. 1, 2). В ОЗД при частотах помех, близких к несущей частоте f_0 трехфазного мостового выпрямителя и кратной ей, реверсивный ТП с «вертикальной» СИФУ переходит в режим формирования инфранизкочастотных сигналов тока якоря i_{Γ} и скорости двигателя ω , частота которых определяется в соответствии с выражениями (6.6)–(6.7). Возникновение низкочастотных составляющих в ОЗД является характерным свойством развертывающих систем с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. п. 2.3.2). Все вышесказанное подтверждают и временные диаграммы тока якоря, снятые на выходе датчика тока без ЦФ i_{Γ} и с ЦФ $i_{\Gamma(\text{ЦФ})}$, и скорости двигателя ω (см. рис. 6.5 а, б) при частоте сигнала помехи $f_{\Pi} = 350$ Гц.

Таблица 6.10

Пространства спектрального состояния тока якоря и скорости двигателя для реверсивного ТП с различными видами СИФУ

Название СИФУ	Пространства спектрального состояния тока якоря	Пространства спектрального состояния скорости
1. СИФУ с «вертикальным» принципом управления	 Рис. 1	 Рис. 2
2. Адаптивная интегрирующая СИФУ без коррекции динамических характеристик	 Рис. 3	 Рис. 4
3. Адаптивная интегрирующая СИФУ с коррекцией динамических характеристик	 Рис. 5	 Рис. 6

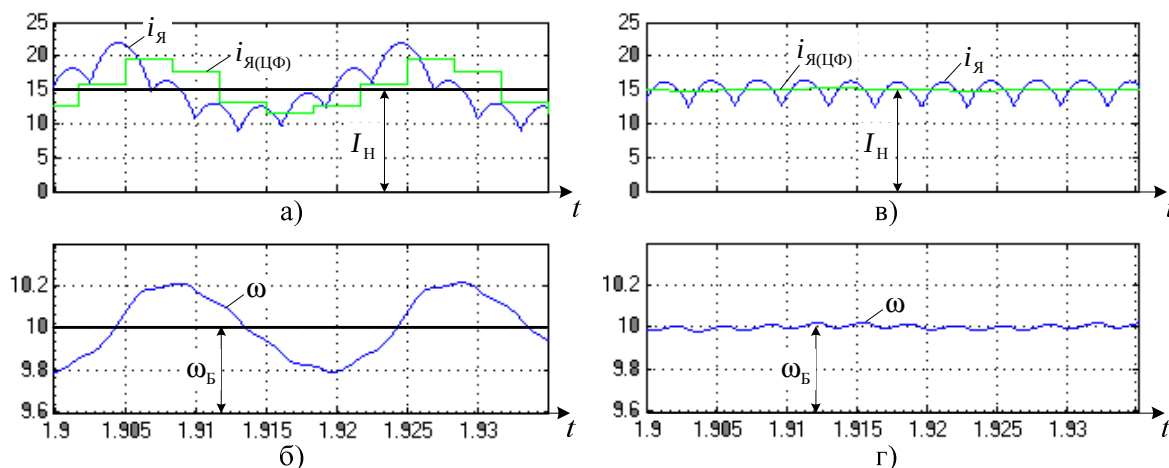


Рис. 6.5. Временные диаграммы тока якоря и скорости двигателя в установившемся режиме работы электропривода при частоте сигнала помехи 350 Гц: (а, б) реверсивный ТП с «вертикальной» СИФУ; (в, г) реверсивный ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ без коррекции динамических характеристик

Из временных диаграмм сигналов (см. рис. 6.5 а, б) видно, что в двигателе происходят биения тока якоря (порядка 0,25 от номинала тока) и скорости (порядка 2 % от установившейся скорости) с частотой 50 Гц, приводящие к дополнительному нагреву двигателя, а также к снижению точности работы электропривода. В ряде случаев данный фактор является одной из причин выхода из строя как самого силового преобразователя, так и технологического оборудования. Все это свидетельствует о низкой помехоустойчивости реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ, применение которого целесообразно лишь на объектах с малым уровнем помех и мощной сетью.

➤ Отмеченного недостатка лишен реверсивный ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ при отсутствии контура амплитудной коррекции динамических характеристик в ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 3), для которого максимальный уровень гармоник тока якоря $\bar{I}_Г$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_Г$ в ОДП не превышает 6,2 % и 0,5 % соответственно (см. табл. 6.10, рис. 3, 4). В ОЗД эти же уровни гармоник не превосходят 1,3 % и 0,1 %, что примерно в 20 раз меньше, чем для реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ. Это подтверждают и временные диаграммы тока якоря, снятые на выходе датчика тока без ЦФ $i_я$ и с ЦФ $i_я(ЦФ)$, и скорости двигателя ω (см. рис. 6.5 в, г) при частоте сигнала помехи $f_{п} = 350$ Гц. Режим работы, при котором уровни гармоник $\bar{I}_Г$ и $\bar{\omega}_Г$ резко уменьшаются до пренебрежимо малых значений, соответствуют случаю, когда отношение частоты сигнала помехи $f_{п}$ к несущей частоте ФСУ составляет целое число, т.е. это частоты $f_{п} = 100, 200, 300$

Гц и т.д. (см. табл. 6.10, рис. 3, 4). Кроме того, в электроприводе с адаптивной интегрирующей СИФУ при отсутствии контура коррекции динамических характеристик в ФСУ уровни гармоник $\bar{I}_\Gamma$ и $\bar{\omega}_\Gamma$ уменьшаются с ростом частоты помехи f_Π , что говорит о ее повышенной помехоустойчивости со стороны информационного входа и делает целесообразным ее применение на объектах с высоким уровнем помех и сетью ограниченной мощности.

➤ Пространства спектрального состояния тока якоря $\bar{I}_\Gamma = F(f_\Gamma, f_\Pi, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_\Gamma = F(f_\Gamma, f_\Pi, \bar{A}_\Pi = 0,1)$ (см. табл. 6.10, рис. 5, 6), снятые в реверсивном ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ с учетом контура амплитудной коррекции динамических характеристик в ФСУ (см. табл. 6.2, рис. 3), в целом по характеру схожи с пространствами тока якоря и скорости двигателя для реверсивного ТП с «вертикальной» СИФУ (см. табл. 6.10, рис. 1, 2). Это объясняется тем, что при наличии контура амплитудной коррекции динамических характеристик в замкнутом интегрирующем ФСУ сигнал помехи воздействует не только на вход интегратора И, но и через пропорциональное звено ПЗ с коэффициентом $k_{ВХ}$ на вход РЭ (см. табл. 6.1, рис. 3), который является чувствительным к сигналам внешних помех (см. п. 5.3.3) вследствие своего дифференцирующего характера [265]. Некоторые отличия, по сравнению с «вертикальной» СИФУ, здесь проявляются на частотах $f_\Pi = 100, 200, \dots, 600$ Гц, когда уровни гармоник тока якоря $\bar{I}_\Gamma$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_\Gamma$ стремятся к нулю, что объясняется замкнутым характером структуры ФСУ и наличием интегратора в прямом канале регулирования. Данный эффект не проявляется при частотах $f_\Pi > 600$ Гц, когда в замкнутом интегрирующем ФСУ с коррекцией динамических характеристик, так же как и в ФСУ «вертикального» типа, возникают ложные переключения РЭ (см. п. 2.2.2, рис. 2.6) вследствие высокой частоты f_Π . В среднем уровень гармоник $\bar{I}_\Gamma$ и $\bar{\omega}_\Gamma$ в адаптивной интегрирующей СИФУ с коррекцией динамических характеристик на 4 % и 0,5 % ниже соответственно, чем в «вертикальной» СИФУ, а степень ее помехоустойчивости зависит от выбора коэффициента амплитудной коррекции $k_{ВХ}$, который в данном эксперименте соответствовал максимально возможному значению $k_{ВХ} = 0,44$ при $\bar{T}_{и2} = 2,5$. Поэтому в

адаптивной интегрирующей СИФУ, работающей в условиях низкого уровня помех, коэффициент $k_{\text{ВХ}}$ следует выбирать в диапазоне $0,4 \leq k_{\text{ВХ}} \leq 0,5$, зависящего от уровня $\bar{T}_{\text{ИЗ}}$ (см. п. 4.4, рис. 4.11), с целью достижения максимально возможного быстродействия в реверсивном ТП (см. рис. 6.4), а на объектах с высоким уровнем помех $k_{\text{ВХ}}$ должен стремиться к нулю.

➤ В общем случае, не трудно заметить, что уровни гармоник $\bar{I}_{\Gamma}$ и $\bar{\omega}_{\Gamma}$ зависят не только от амплитуды и частоты сигнала помехи, вида СИФУ, но и от постоянных времени якоря $T_{\text{Я}} = L_{\text{Я}}/R_{\text{Я}}$ и механической постоянной времени двигателя $T_{\text{Д}} = J \cdot \omega_{\text{ОН}}/M_{\text{Н}}$, выполняющие роль дополнительных фильтров в системе. Здесь $\omega_{\text{ОН}}$, $M_{\text{Н}}$ – скорость идеального холостого хода и номинальный момент двигателя соответственно. Поэтому помехи со стороны информационного входа СИФУ оказывают более сильное влияние на двигатели малой мощности (≤ 1 кВт) по сравнению с двигателями большой мощностью (> 100 кВт).

6.2.4. Основные технические показатели реверсивного тиристорного преобразователя с различными видами систем импульсно-фазового управления

На основании проведенных исследований в табл. 6.11 приведены основные технические показатели реверсивных ТП при различных видах СИФУ.

Таблица 6.11

Показатель	СИФУ с «вертикальным» управлением	Адаптивная интегрирующая СИФУ
1. Допустимый статический диапазон изменения амплитуды напряжения сети при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 2$ эл. град	$\pm(10 \dots 15) \%$	$\pm 50 \%$ и выше
2. Допустимый статический диапазон изменения частоты сети при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 2$ эл. град	$\pm 0,6$ Гц	± 25 Гц и выше
3. Допустимая скорость изменения амплитуды за один период напряжения сети при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 2$ эл. град	–	$\pm 11 \%$ при $0,25 \leq \bar{A}_{\text{С}} \leq 8,0$ и $2,0 \leq \bar{T}_{\text{ИЗ}} \leq 8,0$
4. Допустимая скорость изменения частоты напряжения сети за 1 сек при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 2$ эл. град	–	± 6 Гц/с при $1,5 \leq \bar{A}_{\text{С}} \leq 8,0$ и $2,0 \leq \bar{T}_{\text{ИЗ}} \leq 8,0$

Показатель	СИФУ с «вертикальным» управлением	Адаптивная интегрирующая СИФУ
5. Допустимый уровень динамических провалов (перенапряжений) амплитуды напряжения сети при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 10$ эл. град	–	$\pm 50\%$ при $\bar{A}_C = 0,25$; $\pm 40\%$ при $\bar{A}_C = 0,5$; $\pm 30\%$ при $\bar{A}_C = 1,0$; $\pm 20\%$ при $\bar{A}_C = 2,0$; $\pm 17\%$ при $\bar{A}_C = 4,0$
6. Допустимая величина коммутационных провалов напряжения сети при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 10$ эл. град	12 эл. град	25 эл. град
7. Полоса равномерного пропускания частот реверсивного ТП (при частоте сети 50 Гц и времени безтоковой паузы $\tau = 4$ мс)	200 рад/с	157 рад/сек с коррекцией при $k_{BX} = 0,44$ и $\bar{T}_{И2} = 2,5$ 70 рад/сек без коррекции при $\bar{T}_{И2} = 2,0$
8. Допустимая соотношение помеха / полезный сигнал в ОЗД при отклонении угла управления $\Delta\alpha_{\Sigma} \leq 2$ эл. град	0,01	0,2 без коррекции при $\bar{T}_{И2} = 2,5$ 0,012 с коррекцией при $k_{BX} = 0,44$ и $\bar{T}_{И2} = 2,5$

Анализ показателей, приведенных в табл. 6.11, позволяет определить оптимальные значения, которые следует выбирать в адаптивной интегрирующей СИФУ с целью достижения высокой помехоустойчивости информационных и синхронизирующих каналов регулирования при максимально возможном быстродействии, а также чувствительности к изменениям амплитуды и частоты напряжения сети:

➤ В промышленных сетях с мощной энергосистемой и низким уровнем помех в каналах передачи информации глубину синхронизации в адаптивном интегрирующем УС рекомендуется выбирать в диапазоне $1,5 \leq \bar{A}_C \leq 2,5$, а относительную постоянную времени интегрирования в замкнутом интегрирующем ФСУ – $2,0 < \bar{T}_{И2} \leq 2,5$ при коэффициенте амплитудной коррекции $0,4 \leq k_{BX} \leq 0,44$.

➤ В автономных сетях ограниченной мощности с высоким уровнем помех в каналах передачи информации и динамических отклонений амплитуды и частоты напряжения сети глубину синхронизации в адаптивном интег-

рирующем УС следует выбирать в интервале $0,5 \leq \bar{A}_c \leq 1,5$, а относительную постоянную времени интегрирования в замкнутом интегрирующем ФСУ – $2,0 < \bar{T}_{и2} \leq 2,5$ при коэффициенте амплитудной коррекции $k_{вх} = 0$.

Разработанная система показала высокий уровень эксплуатационной надежности при целом ряде экстремальных ситуаций, где серийно выпускаемые ТП оказывались попросту неработоспособными. Так, например, адаптивная интегрирующая СИФУ способна работать при отклонениях амплитуды до $\pm 50\%$ и частоты до ± 25 Гц и выше. В серийно выпускаемых ТП аналогичные показатели не должны превышать $\pm(10 \dots 15)\%$ по амплитуде и $\pm 0,6$ Гц по частоте напряжения сети. Допустимый уровень помех на информационном входе в адаптивной интегрирующей СИФУ на порядок выше, чем в «вертикальной» СИФУ.

Здесь следует отметить, что в «вертикальной» и адаптивной интегрирующей СИФУ соотношение помеха / полезный сигнал в ОЗД было определено при частоте сигнала помехи 250 Гц, что соответствует точке с максимальным уровнем гармоник тока якоря $\bar{I}_r$ и скорости двигателя $\bar{\omega}_r$ (см. табл. 6.10). При этом в адаптивной СИФУ данное соотношение резко увеличивается с ростом частоты помехи, а в «вертикальной» СИФУ остается постоянным на заранее заданном уровне (см. табл. 6.11).

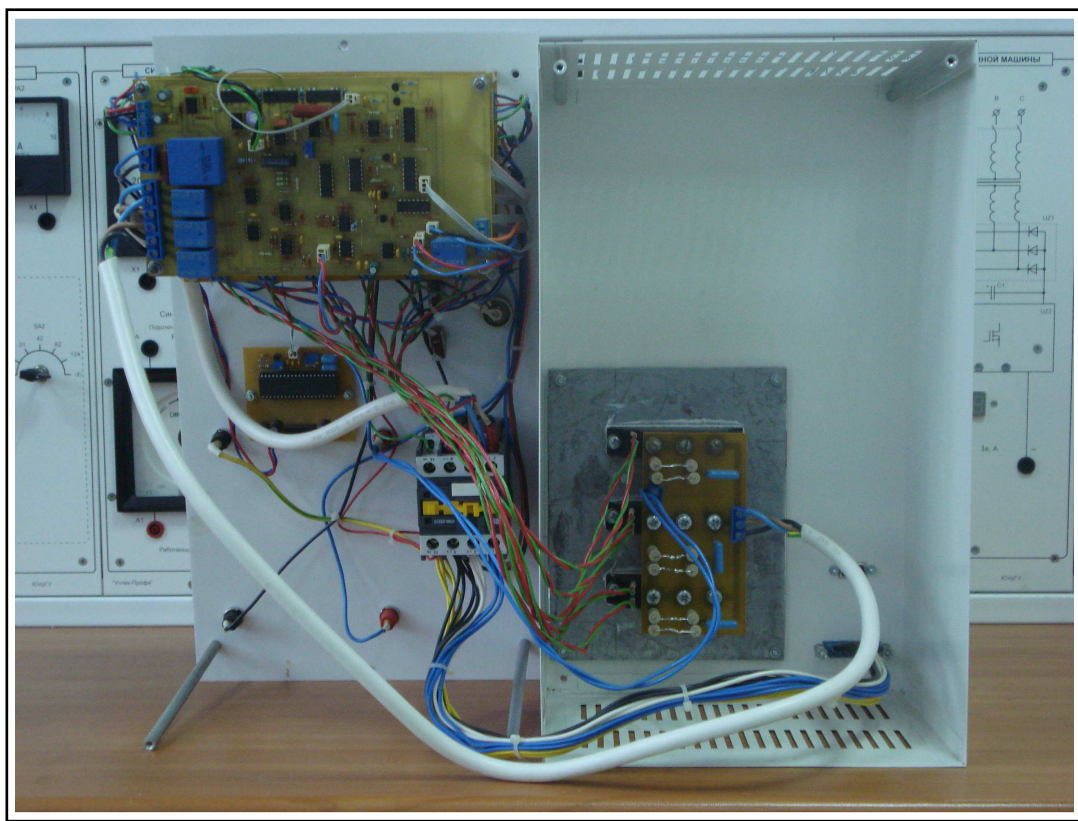
Реверсивный ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ был разработан автором и используется в лабораторных стендах по электрическим машинам (рис. 6.6 а), серийно выпускаемых ООО НПП «Учтех-Профи» (см. приложение 1). Фотография силового блока совместно с адаптивной интегрирующей СИФУ модуля «Тиристорный преобразователь» приведена на рис. 6.6 б, а его схемные решения технической реализации подробно рассмотрены автором в работе [97].

6.3. АДАПТИВНАЯ ИНТЕГРИРУЮЩАЯ СИСТЕМА ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ КОНТУРА ВОЗБУЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Силовая часть схемы контура возбуждения электродвигателя постоянного тока представляет собой однофазный мост UZ , выполненный на тиристорах $VS1-VS4$ и нагруженный на обмотку возбуждения LM (рис. 6.7 а). Резистор R , шунтирующий обмотку LM , предназначен для создания тока, необ-



а)



б)

Рис. 6.6. Внешний вид лабораторного стенда «Электрические машины» (а) и силовой блок совместно с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления модуля «Тиристорный преобразователь» (б)

ходимого для включения тиристоров, а также защиты силовых ключей от перенапряжений в случае их выключения.

Для стабилизации тока возбуждения в систему управления введен контур тока, состоящий из шунта RS , датчика тока ДТ, фильтра Φ , сумматора $\Sigma 6$ с источником сигнала задания $X_{\text{зАд}}$ и пропорционально-интегрального регулятора тока РТ (см. рис. 6.7 а).

СИФУ содержит два идентичных развертывающих преобразователя РП1 и РП2 (см. п. 3.4.1), синхронизированных с напряжением сети через разделительный трансформатор TV , блок коррекции частоты БКЧ, формирователь-распределитель ФР импульсов управления и блок ограничения углов БОУ (см. рис. 6.7 а).

Отличительной особенностью СИФУ является то, что РП1 и РП2 выполняют роль как устройств синхронизации, так и фазосдвигающих устройств, что в значительной степени позволяет упростить конструкцию СИФУ и повысить степень ее помехоустойчивости к помехам со стороны сети и информативного сигнала управления.

Под действием синхронизирующих сигналов $X_c(t)$, $\bar{X}_c(t)$ (см. рис. 6.7 б, д) РП1 и РП2 переводятся в режим внешней синхронизации с частотой $(T_c)^{-1}$ напряжения сети. При отсутствии других сигналов на входах РП1, РП2 между выходными импульсами РЭ1, РЭ2 и напряжениями $X_c(t)$, $\bar{X}_c(t)$ устанавливается фазовый сдвиг α_c (см. рис. 6.7 б–в, д–е, сплошная линия), определяемый из выражения (6.5) и зависящий как от глубины синхронизации $\bar{A}_c = |A_c / A|$, так и нормированного значения периода собственных автоколебаний РП $\bar{T}_0 = T_0 / T_c$. Здесь $T_0 = 4bT_{\text{и}}$ – период собственных автоколебаний РП1, РП2 при отсутствии всех сигналов на их входах; T_c – период напряжения сети; $\pm A_c$ – амплитуда синхронизирующих сигналов $X_c(t)$, $\bar{X}_c(t)$; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе РЭ1, РЭ2 (см. рис. 6.7 в, е). Выходные сигналы интеграторов И1, И2 имеют синусоидальную форму и симметричны относительно нулевого уровня (см. рис. 6.7 в, е, сплошная линия).

В п. 4.4 было показано, что при синхронизации ФСУ гармоническим сигналом со стороны информационного входа оптимальным уровнем $\bar{T}_0$ следует считать значение 0,1, когда в системе обеспечивается максимально возможный диапазон регулирования угла управления α_y . Там же в п. 4.4

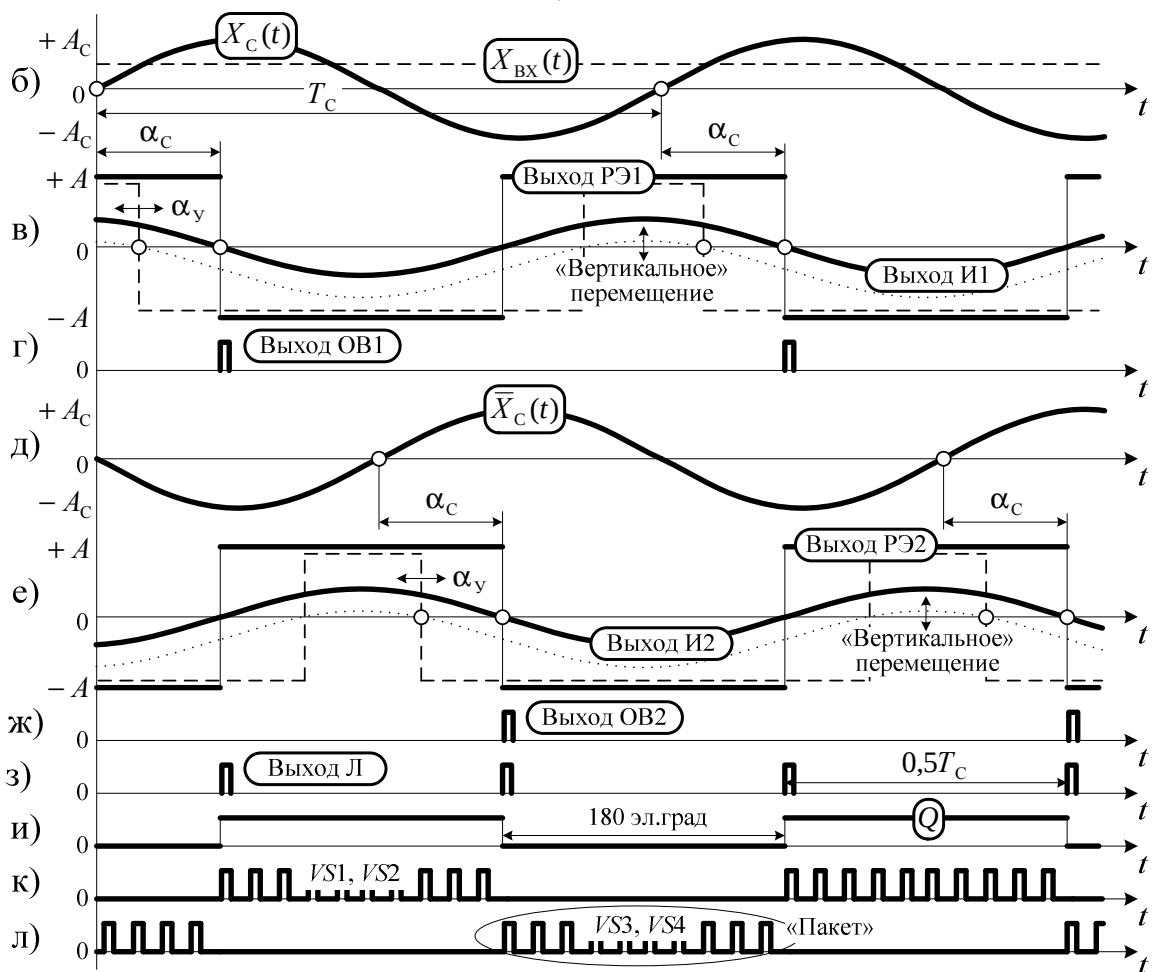
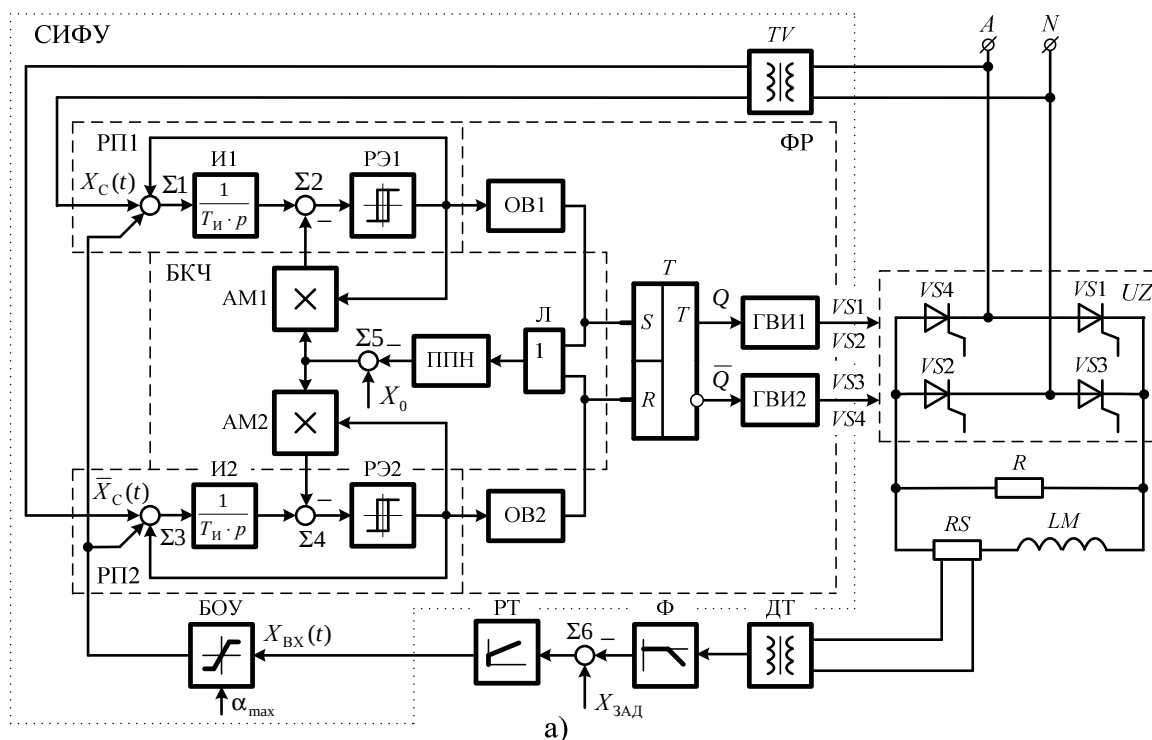


Рис. 6.7. Функциональная схема (а) и временные диаграммы сигналов адаптивной интегрирующей СИФУ (б–л) тиристорного преобразователя контура возбуждения электродвигателя постоянного тока

(см. табл. 4.6, рис. 4) приведена регулировочная характеристика $\alpha_y = f(\bar{X}_{\text{BX}})$ замкнутого интегрирующего ФСУ, из которой можно сделать вывод, что в РП1 и РП2, входящих в состав СИФУ тиристорного преобразователя контура возбуждения, глубину синхронизации следует выбирать в диапазоне $6,0 \leq \bar{A}_c \leq 8,0$, когда регулировочные характеристики становятся практически линейными, а начальный угол управления α_0 (он же угол синхронизации α_c) при $\bar{X}_{\text{BX}} = 0$ близким по значению к -90 эл. град. Здесь $\bar{X}_{\text{BX}} = |X_{\text{BX}} / A|$ – нормированное значение входного сигнала X_{BX} по отношению к амплитуде $\pm A$ импульсов на выходе РЭ1, РЭ2.

Под действием постоянного входного сигнала $X_{\text{BX}}(t)$, например, положительной полярности (см. рис. 6.7 б), поступающего с выхода РТ, развертки с выходов интеграторов И1, И2 перемещаются вниз в «вертикальной» плоскости (см. рис. 6.7 в, е, штриховая линия). При этом задний фронт выходного сигнала РЭ1, РЭ2 сдвигается в сторону уменьшения угла управления α_y (см. рис. 6.7 в, е, штриховая линия). Тем самым обеспечивается номинальный ток возбуждения электродвигателя.

Формирователь-распределитель ФР импульсов управления тиристорами (см. рис. 6.7 а) состоит из одновибраторов ОВ1, ОВ2, генерирующих короткие импульсы малой длительностью по заднему фронту сигнала с выхода РП1, РП2 (см. рис. 6.7 в–г, е–ж), SR-триггера T , формирующего импульсы управления Q , $\bar{Q}$ с длительностью 180 эл. град (см. рис. 6.7 и, импульс $\bar{Q}$ не показан), и генераторов высокочастотных импульсов ГВИ1, ГВИ2, запускаемых по переднему фронту сигнала с выходов триггера T с целью формирования высокочастотных импульсов управления в виде «пакета» (см. рис. 6.7 к, л) для управления тиристорами VS1–VS4.

В случае нестабильности частоты напряжения сети в СИФУ введен блок коррекции частоты БКЧ (см. рис. 6.7 а), обеспечивающий адаптацию угла управления α_y в РП1 и РП2 при изменении частоты питающего напряжения.

БКЧ состоит из двух амплитудных модуляторов АМ1, АМ2, преобразователя периода в напряжение ППН, сумматора $\Sigma 5$ с источником опорного напряжения $X_0 = b$ и логического элемента Л типа «2ИЛИ», формирующего импульсы, следующие друг за другом через интервал времени $0,5T_c$ (см. рис. 6.7 з). Принцип работы БКЧ подробно рассмотрен в п. 3.4.1, табл. 3.7.

Ограничение максимального угла управления $\alpha_{\max}$ на заранее заданном уровне в СИФУ осуществляется с помощью блока ограничения БОУ (см. рис. 6.7 а), предотвращающий опрокидывание однофазного выпрямителя в инверторном режиме [53, 110, 218, 250].

Таким образом, предложенная автором СИФУ (см. рис. 6.7 а) обеспечивает работу тиристорного преобразователя контура возбуждения двигателя постоянного тока как в стационарных, так и автономных сетях с нестабильными параметрами напряжения сети и наряду с простой технической реализацией обладает высокой помехоустойчивостью со стороны сети и информативного канала управления, что достигается за счет двух идентичных интегрирующих РП, синхронизированных с напряжением сети.

Тиристорный преобразователь с адаптивной интегрирующей СИФУ (см. рис. 6.7 а) был внедрен в цехе № 6 ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» при автоматизации цепей возбуждения электроприводов рольгангов систем ЗПЧ, 4ПЧ, 5ПЧ электроснабжения 20 Гц / 160 В (см. приложение 1).

6.4. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С СИЛОВЫМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

В настоящее время широтно-импульсные преобразователи получили широкое применение в регулируемом электроприводе постоянного тока и используются на транспорте, в машиностроении, в металлургии и др. областях промышленности [33, 238, 288]. Поэтому представляет интерес оценки степени помехоустойчивости электропривода постоянного тока с широтно-импульсным регулированием при построении его системы управления на базе разветвляющихся преобразователей различных классов.

На рис. 6.8 представлена функциональная схема электропривода постоянного тока с ШИП. Силовая часть схемы включает в себя трехфазный неуправляемый выпрямитель НВ, емкостной фильтр Φ , устройство торможения УТ, выполненного на *IGBT*-транзисторе $VT5$, резисторе R_T и датчике напряжения ДН1, силовой реверсивный широтно-импульсный преобразователь ШИП, выполненный по мостовой схеме [53, 56, 110, 151, 218, 220, 317, 339], двигатель постоянного тока M с обмоткой независимого возбуждения LM , дроссель $L_{др}$, предназначенный для уменьшения пульсаций тока якоря, и шунт в цепи якоря RS .

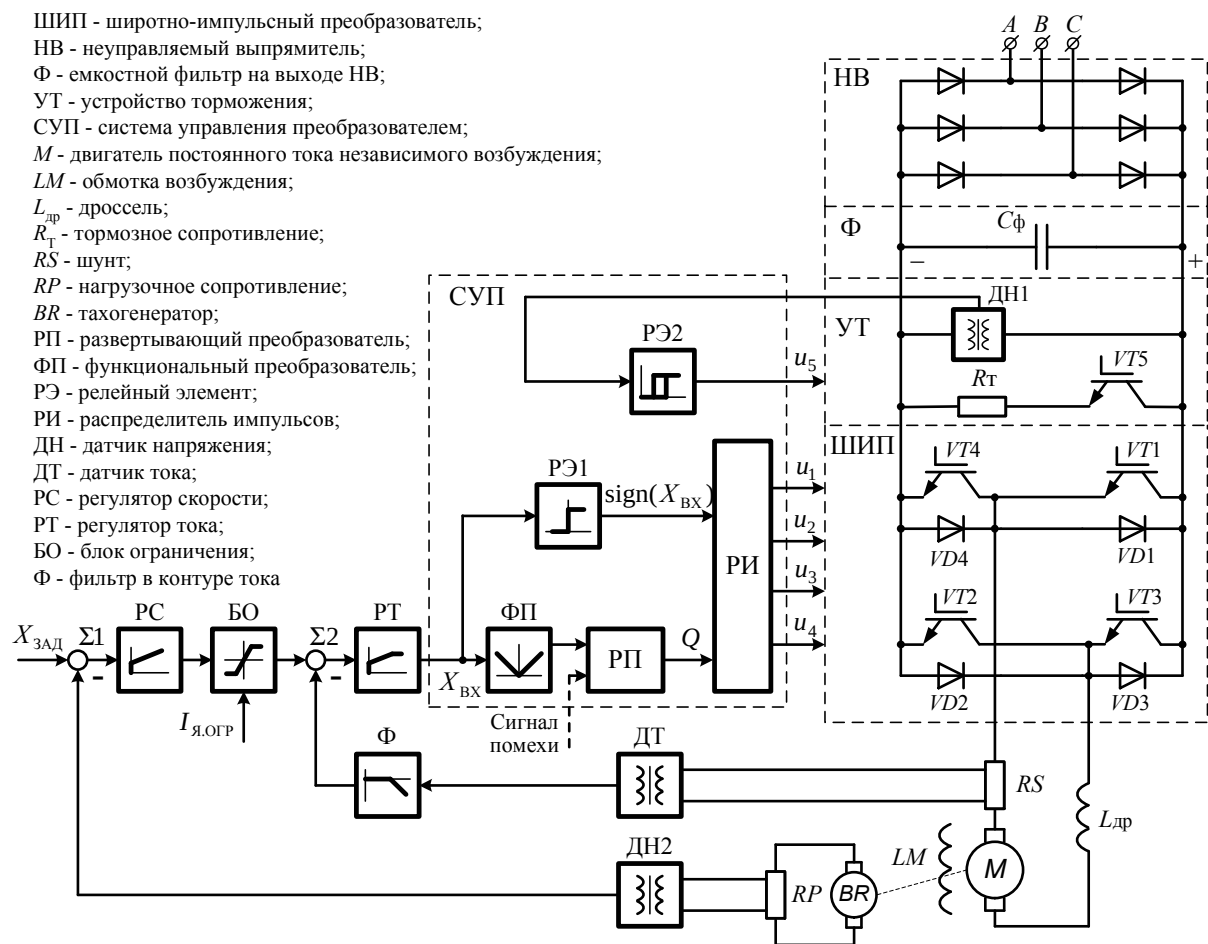


Рис. 6.8. Функциональная схема электропривода постоянного тока с широтно-импульсным преобразователем

ШИП преобразует нерегулируемое напряжение на выходе НВ с емкостным фильтром C_Φ в регулируемое постоянное напряжение за счет изменения длительности включенного состояния транзисторов.

Известны три способа управления транзисторными ключами ШИП: симметричный, несимметричный и поочередный [33, 53, 56, 259, 320], подробно рассмотренные автором в [97]. В мощных реверсивных электроприводах постоянного тока наибольшее распространение получили поочередный и несимметричный способы. В функциональной схеме электропривода (см. рис. 6.8) используется несимметричный способ управления, как наиболее простой, по сравнению с поочередным. Поэтому система управления преобразователем СУП (см. рис. 6.8) состоит из следующих блоков: функционального преобразователя ФП, выделяющего модуль из входного сигнала $X_{ВХ}$; развертывающий преобразователь РП (импульсный модулятор), формирующий широтно-импульсный сигнал управления Q ; релейного эле-

мента РЭ1, задающего направление вращения двигателя, распределителя импульсов РИ и релейного элемента РЭ2 с гистерезисной характеристикой для управления тормозным транзистором VT5.

Алгоритм работы РИ для несимметричного управления имеет вид системы логических уравнений:

$$\begin{cases} u_1 = Q \cdot \text{sign}(X_{\text{BX}}); u_2 = \text{sign}(X_{\text{BX}}) + \overline{Q} \cdot \overline{\text{sign}(X_{\text{BX}})}; \\ u_3 = Q \cdot \overline{\text{sign}(X_{\text{BX}})}; u_4 = \overline{Q} \cdot \text{sign}(X_{\text{BX}}) + \overline{\text{sign}(X_{\text{BX}})}. \end{cases} \quad (6.8)$$

Здесь $\text{sign}(X_{\text{BX}})$, $\overline{\text{sign}(X_{\text{BX}})}$ – прямое и инверсное значение логических сигналов на выходе РЭ1.

Система управления электроприводом выполнена по принципу подчиненного регулирования [233, 252, 286, 330]. Внутренний контур выполнен с отрицательной обратной связью по току якоря двигателя (см. рис. 6.8). Измерение тока производится с помощью шунта RS и датчика тока ДТ с выходным фильтром Φ . Настройка контура регулирования тока якоря осуществляется при помощи пропорционально-интегрального регулятора тока РТ. Внешний контур регулирования выполнен с отрицательной обратной связью по скорости двигателя и состоит из тахогенератора BR , датчика напряжения ДН2, подключенного через потенциометр RP к якорю тахогенератора BR , ПИ-регулятора скорости РС и блока ограничения БО, ограничивающий максимально допустимое значение тока якоря $I_{\text{я.огр.}}$. Уровень установившейся скорости вращения двигателя соответствует величине сигнала задания $X_{\text{з.ад.}}$.

Анализ помехоустойчивости электропривода постоянного тока с ШИП выполнен на основе разработанной автором компьютерной модели [87, 97] в программе *MatLab+Simulink* с использованием методики исследования, приведенной в п. 6.1 (см. рис. 6.2), для двух классов развертывающих преобразователей: РП с ШИМ-2 (см. п. 2.1, табл. 2.1), получившего широкое применение в системах управления силовых ШИМ-преобразователях [56, 154, 218, 237, 259] и интегрирующего РП с ШИМ-2 (см. п. 2.1, табл. 2.2). Работа электропривода моделировалась на пониженной скорости (10 % от скорости идеального холостого хода двигателя), когда восприимчивость системы управления по отношению к сигналам помех выше из-за малого уровня сигнала задания. На вход РП, кроме полезного сигнала управления,

подавался гармонический сигнал помехи $X_{\Pi}(t)$ в частотном диапазоне 200–3200 Гц при соотношении $\bar{A}_{\Pi} = \text{помеха} / \text{сигнал} = 0,1$ (см. рис. 6.8).

В структурных схемах развертывающих преобразователей (рис. 6.9) функцию сигнала развертки выполняет симметричное пилообразное напряжение, формируемое ГПН, которое и задает несущую частоту ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$ силового преобразователя. Статическая функция преобразования исследуемых РП является линейной и определяется из выражения $\gamma = \bar{X}_{\text{ВХ}}$, где $\gamma = t_{\text{и}}/T_{\text{ШИМ}}$ – относительное время включения (коэффициент заполнения импульсов) силовых транзисторов; $\bar{X}_{\text{ВХ}}$ – нормированное значение входного сигнала, отнесенного к максимальному напряжению A на выходе РЭ для РП с ШИМ-2 (см. рис. 6.9 а) и к уровню $2A$ для интегрирующего РП с ШИМ-2 (см. рис. 6.9 б); $t_{\text{и}}$ – время, в течение которого один из транзисторов ШИП находится в открытом состоянии; $T_{\text{ШИМ}}$ – период ШИМ, задаваемый генератором пилообразного напряжения.

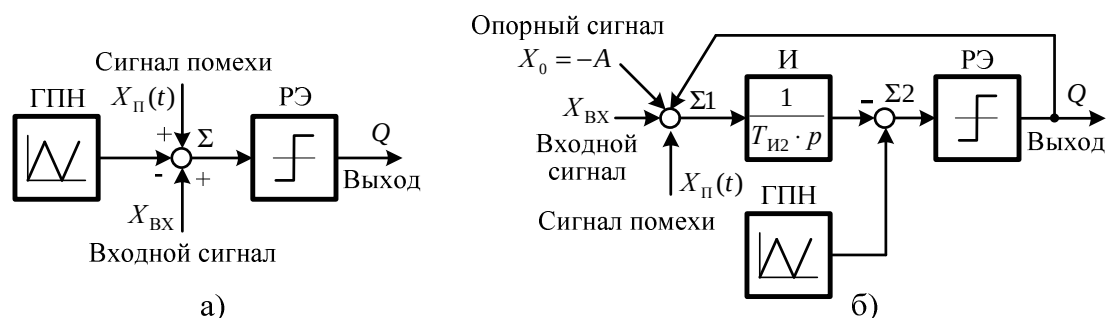


Рис. 6.9. Структурные схемы развертывающих преобразователей: РП с ШИМ-2 (а) и ИРП с ШИМ-2 (б)

Исходные параметры моделирования электропривода постоянного тока с ШИП сведены в табл. 6.12, в которой приняты следующие обозначения: $P_{\text{н}}$, $U_{\text{н}}$, $I_{\text{н}}$, $n_{\text{н}}$ – номинальные мощность, напряжение, ток и скорость двигателя постоянного тока соответственно; $R_{\text{я}}$, $L_{\text{я}}$ – активное и индуктивное сопротивления якоря двигателя; J – момент инерции якоря; $k\Phi_{\text{н}}$, $I_{\text{вн}}$, $R_{\text{в}}$ – номинальные поток, ток и сопротивление обмотки возбуждения двигателя соответственно; $C_{\text{ф}}$ – емкость конденсатора фильтра; $R_{\text{т}}$ – сопротивление резистора торможения; $L_{\text{др}}$ – индуктивность дросселя; $k_{\text{дт}}$, $k_{\text{дс}}$, $k_{\text{рт}}$, $k_{\text{рс}}$ – коэффициенты усиления датчиков тока и скорости, а также регуляторов тока и скорости; $T_{\text{ф}}$, $T_{\text{рт}}$, $T_{\text{рс}}$, $T_{\text{и2}}$ – постоянные времени фильтра в контуре тока, регуляторов тока и скорости, а также интегрирующего РП с ШИМ-2; $U_{\text{огр}}$ –

напряжение блока ограничения регулятора скорости; $f_{\text{ШИМ}}$ – несущая частота развертывающих преобразователей.

Таблица 6.12

<i>Двигатель постоянного тока ДЗ1 с независимым возбуждением</i>				
P_H , кВт	U_H , В	I_H , А	n_H , об./мин.	J , кг·м ²
5,2	440	15	910	0,3
$R_{\text{я}}$, Ом	$L_{\text{я}}$, мГн	$k\Phi_H$, В·с	$I_{\text{вн}}$, А	R_B , Ом
1,13	24	4,44	1,45	120
<i>Силовая схема и система управления преобразователем</i>				
C_F , мкФ	R_T , Ом	$L_{\text{ДР}}$, мГн	$f_{\text{ШИМ}}$, кГц	$T_{\text{и2}} = 2,5/(2 f_{\text{ШИМ}})$, мс
1000	40	76	1,0	1,25
Датчик тока с фильтром		Датчик скорости		
$k_{\text{ДТ}}$, В/А	T_F , мкс	$k_{\text{ДС}}$, В/(рад/с)		
0,5	10	0,1		
Регулятор тока		Регулятор скорости и блок ограничения		
$k_{\text{РТ}}$	$T_{\text{РТ}}$, мс	$k_{\text{РС}}$	$T_{\text{РС}}$, мс	$U_{\text{ОГР}}$, В
1,0	50	30	2,0	7,5

Результаты моделирования, представленные на рис. 6.10, показали, что при наличии сигнала помехи кратностью $\bar{A}_{\Pi} = 0,1$ и частотой $f_{\Pi} = 950$ Гц в ШИП с «вертикальной» системой управления, включающей в себя РП с ШИМ-2, наблюдаются значительные колебания коэффициента заполнения (порядка 0,1) и тока якоря (≈ 10 % от номинального тока двигателя) (см. рис. 6.10 а–б). ШИП с интегрирующей системой управления, построенной на основе ИРП с ШИМ-2, несмотря на наличие сигнала помехи, практически не изменяет своих исходных характеристик (см. рис. 6.10 г–е), что объясняется интегрирующим законом формирования сигнала развертывающей функции в РП, когда операции интегрирования подвергается как сигнал управления, так и сигнал помехи.

Для объективного сравнения помехоустойчивости ШИП с «вертикальной» и интегрирующей системами управления в широком частотном диапазоне сигнала помехи на рис. 6.11 представлены зависимости $\Delta\gamma_{\text{max}} = F(\bar{f}_{\Pi})$, $\delta I_{\text{max}} = F(\bar{f}_{\Pi})$ и $\Delta n_{\text{max}} = F(\bar{f}_{\Pi})$, где $\Delta\gamma_{\text{max}} = |\gamma_0 - \gamma_{\Pi}|$ – максимальная абсолютная ошибка коэффициента заполнения импульсов силовых транзисторов на участке разгона; $\delta I_{\text{max}} = |(I_0 - I_{\Pi})/I_0|$ – максимальная относительная ошибка тока якоря двигателя на участке разгона; $\Delta n_{\text{max}} = |\omega_0 - \omega_{\Pi}| \cdot 30/\pi$ –

максимальная абсолютная ошибка скорости двигателя на участке разгона;
 $\bar{f}_\Pi = f_\Pi / f_{\text{ШИМ}}$ – нормированное значение частоты помехи. γ_0 , I_0 , ω_0 , γ_Π , I_Π , ω_Π – коэффициент заполнения, ток якоря и скорость двигателя при отсутствии и наличия сигнала помехи соответственно (см. рис. 6.10).

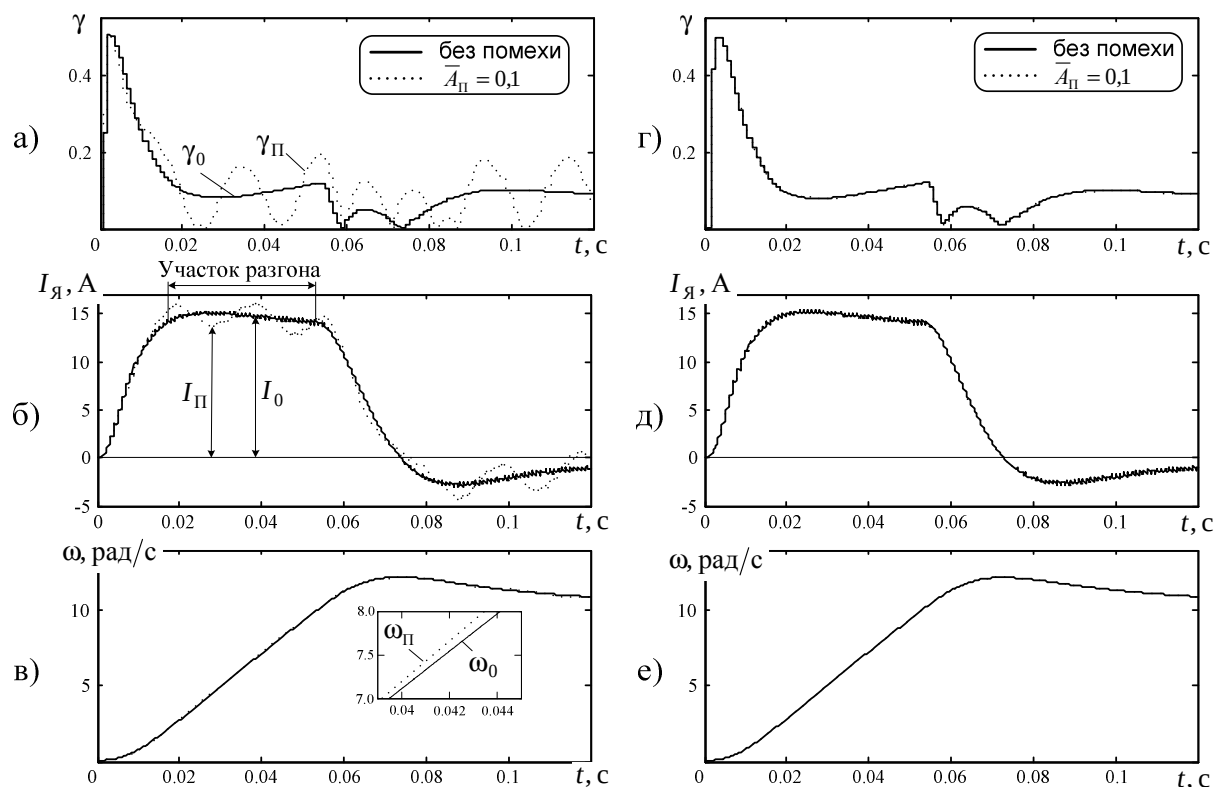


Рис. 6.10. Диаграммы разгона двигателя постоянного тока в условиях отсутствия сигнала помехи и при частоте помехи $f_\Pi = 950$ Гц в ШИП с «вертикальной» (а–в) и интегрирующей (г–е) системами управления

Результаты исследований, представленные на рис. 6.11, позволяют сделать следующие выводы:

➤ Частотный диапазон сигнала помехи ШИП можно разделить на две принципиально отличающиеся друг от друга области: область достоверной передачи информации ОДП и область замедленной дискретизации ОЗД, граница раздела которых определяется из соотношения $f_{\text{ГР}} = f_\Pi / f_{\text{ШИМ}} = 0,5$, сформулированного В.А. Котельниковом для импульсных систем [16];

➤ В результате воздействия гармонической помехи в частотном диапазоне $\bar{f}_\Pi = 0,2\text{--}3,2$ и кратностью 0,1 на вход РП с ШИМ-2 (см. рис. 6.9 а) в ШИП как в ОДП, так и в ОЗД наблюдаются отклонения коэффициента заполнения импульсов силовых транзисторов ($\Delta\gamma_{\text{max}} \approx 0,1$) и тока якоря двигателя ($\delta I_{\text{max}} \approx 10\%$) от требуемых значений (см. рис. 6.9 а, б). Ошибка коэф-

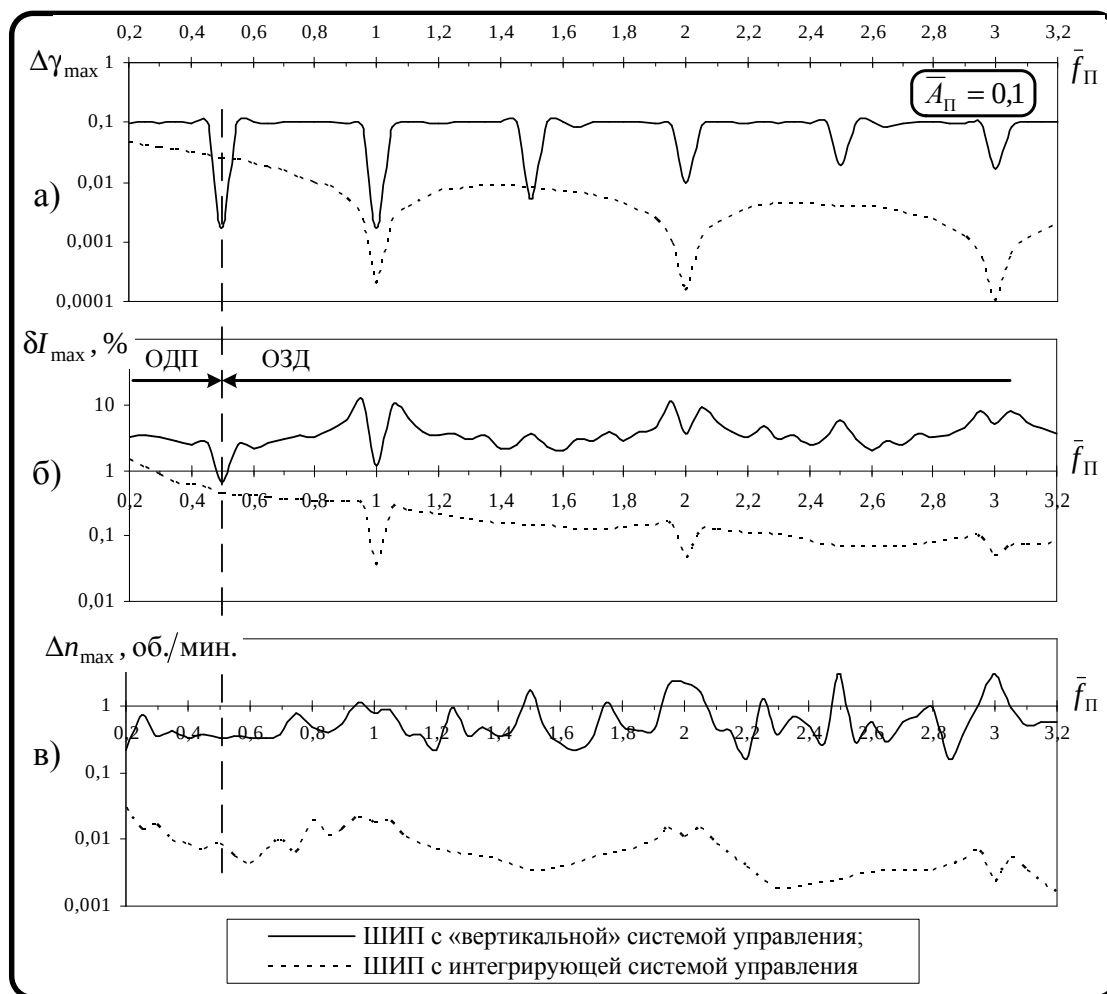


Рис. 6.11. Абсолютная ошибка коэффициента заполнения силовых транзисторов $\Delta\gamma_{\max}$ (а); относительная ошибка тока якоря $\delta I_{\max}$ (б) и абсолютная ошибка скорости двигателя $\Delta n_{\max}$ (в) под действием сигнала помехи для ШИП с различными системами управления

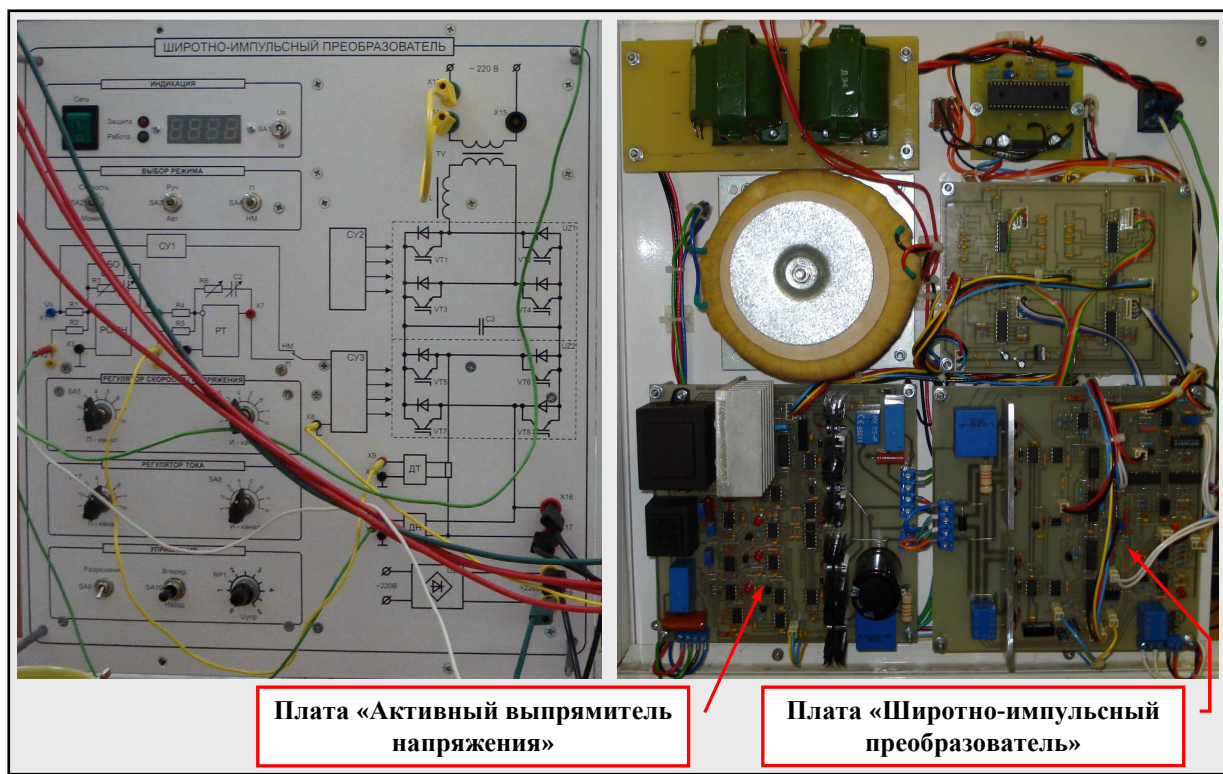
коэффициента заполнения импульсов $\Delta\gamma_{\max}$ резко уменьшается в точках с частотой помехи $\bar{f}_{\Pi} = 0,5 \cdot n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$ – целые числа), когда за период ШИМ «укладывается» целое число полупериодов сигнала помехи. В ОЗД при частоте помехи, близкой к частоте ШИМ $f_{\text{ШИМ}}$ и кратной ей, на выходе РП с ШИМ-2 формируется гармоническая низкочастотная составляющая (см. рис. 6.10 а), возникновение которой в ОЗД является характерным свойством развертывающих систем с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. п. 2.3.2). В результате этого, в двигателе происходят биения тока якоря и скорости (см. рис. 6.10 б, в), приводящие к дополнительному нагреву двигателя, а также к снижению точности работы электропривода (ошибка $\delta I_{\max}$ возрастает до 12 %, а $\Delta n_{\max}$ до 3,0 об / мин – см. рис. 6.11 б, в). В ряде случаев данный фактор является одной из причин выхода из строя как

самого силового преобразователя, так и технологического оборудования. Все это свидетельствует о низкой помехоустойчивости ШИП с «вертикальной» системой управления, применение которой целесообразно лишь на объектах с малым уровнем помех и мощной сетью.

➤ Отмеченного недостатка лишен ШИП с интегрирующей системой управления, построенной на основе ИРП с ШИМ-2 (см. рис. 6.9 б), для которого максимальная ошибка коэффициента заполнения импульсов силовых транзисторов $\Delta\gamma_{\max}$ и относительная ошибка тока якоря двигателя $\delta I_{\max}$ в ОДП не превышает 0,04 и 1,5 % соответственно (см. рис. 6.11 а, б). В ОЗД эти же ошибки не превосходят 0,02 и 0,4 %, что примерно на порядок меньше, чем для ШИП с «вертикальной» системой управления. Режим работы, при котором ошибки $\Delta\gamma_{\max}$ и $\delta I_{\max}$ резко уменьшаются до пренебрежимо малых значений, соответствуют случаю, когда отношение частоты сигнала помехи f_{Π} к несущей частоте преобразователя $f_{\text{ШИМ}}$ составляет целое число. Кроме того, в системе управления на основе ИРП с ШИМ-2 ошибки $\Delta\gamma_{\max}$ и $\delta I_{\max}$ уменьшаются с ростом частоты помехи, что говорит о ее повышенной помехоустойчивости со стороны информационного входа и делает целесообразным ее применение на объектах с высоким уровнем помех в каналах передачи информации.

Широтно-импульсный преобразователь с интегрирующей системой управления, разработанный автором, используется в лабораторном стенде «Системы электропривода ШИП-Д и ПЧ-АД», который был изготовлен в ООО НПП «Учтех-Профи» (см. приложение 1). Фотография модуля «Широтно-импульсный преобразователь» совместно с его силовыми элементами и платами управления приведена на рис. 6.12.

Для улучшения электромагнитной совместимости ШИП с сетью, а также возможностью осуществления рекуперативного торможения двигателя в модуле «Широтно-импульсный преобразователь» в качестве силового источника питания постоянного тока использовался однофазный активный выпрямитель напряжения, принцип работы которого, а также функциональные схемы построения его отдельных элементов системы управления на основе интегрирующего развертывающего преобразования, подробно рассмотрены в п. 7.2.



а) б)
Рис. 6.12. Внешний вид модуля «Широтно-импульсный преобразователь» (а), а также его силовые элементы и платы управления (б)

ВЫВОДЫ

1. Впервые разработана методика исследования, позволяющая с единых теоретических позиций проводить анализ помехоустойчивости, статических и динамических характеристик вентильных преобразователей как со стороны синхронизирующего, так и информационного каналов управления систем управления ВП.

2. Впервые разработана структура реверсивного тиристорного преобразователя с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления для автоматизации технологических установок, например, электроприводов постоянного тока, предназначенная как для промышленных объектов с «проблемной» сетью, так и для автономных установок с питанием от энергосистем ограниченной мощности с нестабильными параметрами и высоким уровнем помех в каналах передачи информации. Основным отличием предложенной системы управления является то, что все ее основные информационные модули, включая устройства синхронизации, фазосдвигающие устройства, переключатель характеристик, датчики тока (напряжения), выполнены на базе единой идеологии интегрирующего развер-

тывающего преобразования, основу технической реализации которого составляют РП с ШИМ и ЧШИМ.

3. Впервые на основе разработанных автором компьютерных моделей и единой обобщенной методики исследований дан сопоставительный анализ помехоустойчивости, статических и динамических характеристик вентилярных преобразователей при статических и динамических провалах (перенапряжениях) амплитуды и нестабильности частоты напряжения сети, коммутационных искажениях в источнике электропитания, а также гармонического сигнала помехи со стороны информационного входа преобразователя.

4. Впервые показано, что «вертикальная» система импульсно-фазового управления, широко применяемая в вентилярных преобразователях как отечественного, так и зарубежного производства, обеспечивает безопасную работу реверсивного тиристорного преобразователя при статических отклонениях амплитуды и частоты напряжения сети в пределах $\pm(10 \dots 15) \%$ и $\pm 0,6$ Гц соответственно. При этом доказано, что интегрирующая система управления полностью адаптируется к этим же изменениям в диапазоне $\pm 50 \%$ и выше, что достигается за счет применения адаптивного интегрирующего УС и замкнутого интегрирующего ФСУ с синхронизацией со стороны релейного элемента.

5. Анализ динамических характеристик, проведенный для реверсивного ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ, со стороны синхронизирующего канала позволил определить предельно допустимые параметры скорости изменения амплитуды напряжения сети за один период и частоты сети за 1 сек, которые равны $\pm 11 \%$ и ± 6 Гц/с соответственно, при условии, что отклонение угла управления от установившегося значения не превышает 2 эл. град. Данные параметры не обеспечивает ни одна из ранее известных систем импульсно-фазового управления, построенная по синхронному принципу.

6. Установлено, что адаптивная интегрирующая СИФУ обеспечивает безопасную работу реверсивного ТП при коммутационных искажениях напряжения сети, достигающих значения 25 эл. град, а «вертикальная» СИФУ – в пределах 12 эл. град при условии, что минимальный и максимальный углы управления в блоке ограничения выбраны с запасом на 10 эл. град с

целью предотвращения опрокидывания реверсивного ТП в инверторном режиме работы.

7. Впервые проведен сравнительный анализ помехоустойчивости реверсивного тиристорного и широтно-импульсного преобразователей при различных видах систем управления и воздействии на информационный вход гармонического сигнала помехи в широком частотном диапазоне. Показана высокая помехоустойчивость электроприводов с интегрирующими системами управления (на порядок превосходящую традиционные системы управления), которая достигается за счет способа интегрирующего развертывающего преобразования, обеспечивающего низкий уровень ошибок в области частот замедленной дискретизации. В результате этого резко снижается вероятность появления под воздействием внешних помех в выходной координате ВП сигналов низкочастотных биений, способных вызвать нарушения технологического процесса. Здесь необходимо отметить, что повышение помехоустойчивости было достигнуто за счет снижения быстродействия вентильных преобразователей. Так, например, в реверсивном ТП с «вертикальной» СИФУ полоса пропускания составляет 200 рад/с при времени бестоковой паузы 4 мс, а для адаптивной интегрирующей СИФУ она почти в 2,8 раза меньше при условии, что относительная постоянная времени интегрирования в ФСУ $\bar{T}_{и2} = 2,0$.

8. Метод амплитудной коррекции, применяемый в замкнутом интегрирующем ФСУ с синхронизацией со стороны РЭ, позволяет расширить полосу пропускания в реверсивном ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ. Так, например, при $\bar{T}_{и2} = 2,5$ и коэффициенте коррекции $k_{вх} = 0,44$ полоса пропускания составляет 157 рад/с, что всего лишь на 43 рад/с меньше, чем в реверсивном ТП с «вертикальной» СИФУ. Однако здесь следует помнить, что данный способ неизбежно снижает помехоустойчивость преобразователя со стороны информационного входа.

9. В результате проведенных исследований определены оптимальные параметры, которые следует выбирать в реверсивном ТП с адаптивной интегрирующей СИФУ, когда достигается компромисс между его помехоустойчивостью и быстродействием. В промышленных сетях с мощной энергосистемой и низким уровнем помех в каналах передачи информации глубину синхронизации в адаптивном интегрирующем УС рекомендуется вы-

бирать в диапазоне $1,5 \leq \bar{A}_c \leq 2,5$, а относительную постоянную времени интегрирования в замкнутом интегрирующем ФСУ – $2,0 < \bar{T}_{и2} \leq 2,5$ при коэффициенте амплитудной коррекции $0,4 \leq k_{вх} \leq 0,44$. В автономных сетях ограниченной мощности с высоким уровнем помех в каналах передачи информации и динамическими отклонениями амплитуды и частоты напряжения сети эти же параметры следует выбирать в интервале $0,5 \leq \bar{A}_c \leq 1,5$ и $2,0 < \bar{T}_{и2} \leq 2,5$ при коэффициенте амплитудной коррекции $k_{вх} = 0$.

10. Впервые предложена адаптивная интегрирующая система импульсно-фазового управления для однофазного ТП, например, контура возбуждения двигателя постоянного тока, способная работать как в стационарных, так и автономных сетях с нестабильными параметрами напряжения сети. Ее отличительной особенностью является то, что в ней два идентичных интегрирующих развертывающих преобразователей, синхронизированных с напряжением сети, одновременно выполняют роль как синхронизирующего, так и фазосдвигающего устройств, что в значительной степени позволяет упростить конструкцию СИФУ и повысить степень ее помехоустойчивости к помехам со стороны сети и информативного канала управления. Тиристорный преобразователь с адаптивной интегрирующей СИФУ был внедрен в цехе № 6 ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» при автоматизации цепей возбуждения электроприводов рольгангов систем ЗПЧ, 4ПЧ, 5ПЧ электроснабжения 20 Гц / 160 В (см. приложение 1).

11. Реверсивный тиристорный преобразователь с адаптивной интегрирующей СИФУ и широтно-импульсный преобразователь с интегрирующей системой управления, разработанные автором, изготавливаются серийно в НПП «Учтех-Профи» и входят в состав лабораторных стендов «Электрические машины» и «Системы электропривода ШИП-Д и ПЧ-АД» соответственно для исследования электрических машин и электроприводов постоянного тока (см. приложение 1).

12. Таким образом, результаты исследований показали, что интегрирующее развертывающее преобразование является эффективным средством повышения метрологических показателей систем управления вентильными преобразователями, их помехоустойчивости и надежности при работе с источником электроснабжения, имеющим существенно нестабильные параметры и искажения напряжения сети.

Глава 7. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Резкое повышение за последние годы цен на энергоносители и электронную преобразовательную технику делает актуальными проблемы поиска высокоэффективных путей экономии электроэнергии и применения оптимальных алгоритмов управления промышленными объектами, обеспечивающих повышенный срок службы технологического оборудования и снижение затрат на их обслуживание и ремонт.

Ниже рассматриваются созданные автором за период 2005–2013 гг. и внедренные на производство вентильные преобразователи для электроприводов и технологических установок переменного тока, которые обладают повышенной надежностью работы в жестких условиях промышленной эксплуатации.

7.1. АДАПТИВНЫЕ ИНТЕГРИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ТИРИСТОРНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Среди средств регулирования скорости вращения асинхронных двигателей (АД) и их плавного пуска наиболее распространенными являются полупроводниковые тиристорные регуляторы напряжения (ТРН) с фазным регулированием [26, 39, 54, 224, 225, 244, 283, 311] и преобразователи частоты [222, 223, 233, 237, 289].

Электроприводы с ТРН в основном применяются для плавного пуска АД с целью ограничения их пусковых токов и повышения эксплуатационной надежности технологического комплекса в целом. ТРН получили достаточно широкое применение для электроприводов вентиляторных и компрессорных установок [65, 223, 243, 244, 247, 268], а также в системах водоснабжения [58, 173, 266, 267] и других технологических объектах, как самая дешевая и простая система по сравнению с регулируемыми электроприводами, например, на основе преобразователей частоты.

ТРН реализуют «мягкий» пуск за счет изменения напряжения, подводимого к асинхронному двигателю, и позволяют:

- снизить затраты на электрооборудование питающей сети и кабельных линий [210, 256, 257] за счет уменьшения пусковых токов АД [268, 311];

➤ увеличить срок службы электродвигателей, технологического оборудования по причине тепловых и механических перегрузок, характерных для режима прямого пуска [65, 208, 243, 268];

➤ перевести не менее 30 % технологических механизмов в режим повторно-кратковременных включений при экономии электроэнергии в пределах 30–70 % и снижении мощности исполнительных электродвигателей [94, 208, 210, 268].

Регуляторы переменного напряжения нашли также широкое применение в электротехнологических установках инерционных объектов, например, в системах терморегулирования [54, 228, 273, 324].

7.1.1. Тиристорные регуляторы напряжения с адаптивными интегрирующими системами импульсно-фазового управления для плавного пуска асинхронных электродвигателей

В ряде случаев надежной работе серийно выпускаемых ТРН препятствует высокий уровень внешних помех [32, 157, 164, 165, 166, 169, 170], что делает их применение малоэффективным из-за низкой помехоустойчивости системы управления и частых сбоев ее в работе, особенно на объектах с маломощной сетью.

На кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок Южно-Уральского государственного университета на основе проведенных исследований методов интегрирующего развертывающего преобразования при непосредственном участии, а начиная с 2009 г. под руководством автора данной работы был создан комплекс высоконадежных ТРН [75, 94, 97, 243, 247, 268,], предназначенных для работы в условиях высокого уровня внешних помех и нестабильности параметров промышленной сети. Работы проводились в рамках комплексной программы энергосбережений, принятой на период 2005–2015 гг. на ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» (см. приложение 1), в рамках НИР «Энерго- и ресурсосберегающие электроприводы нового поколения для объектов жизнеобеспечения промышленных предприятий и ЖКХ» (регистрационный № 7.3552.2011), а также при поддержке гранта Президента РФ по научной проблеме «Энергосберегающие перспективные электроприводы переменного тока на базе интегрирующих устройств управления» (МК–1403.2013.8).

Информационная часть ТРН с адаптивной интегрирующей системой управления (рис. 7.1) представляет собой синхронную трехканальную СИФУ (см. п. 1.2, рис. 1.8), где каждый из каналов содержит устройство синхронизации УС, генератор коротких импульсов ГКИ, фазосдвигающее устройство ФСУ, формирователь-распределитель ФР импульсов управления, а также усилитель мощности импульсов управления тиристорами $VS1-VS6$, который не показан на рис. 7.1. Контур тока выполнен на основе трансформаторов тока $TC-A$, $TC-B$, $TC-C$, демодулятора ДМ, фильтра Φ , сумматора Σ и интегрального регулятор тока РТ. Трансформаторы тока $TC-A$, $TC-B$, $TC-C$, демодулятор ДМ и фильтр Φ в совокупности образуют датчик тока. За счет контура обратной связи по току статора обеспечивается ограничение пускового тока асинхронного электродвигателя на заранее заданном уровне порядка 2–3 номинального значения, задаваемого сигналом задания $X_{Зад}$.

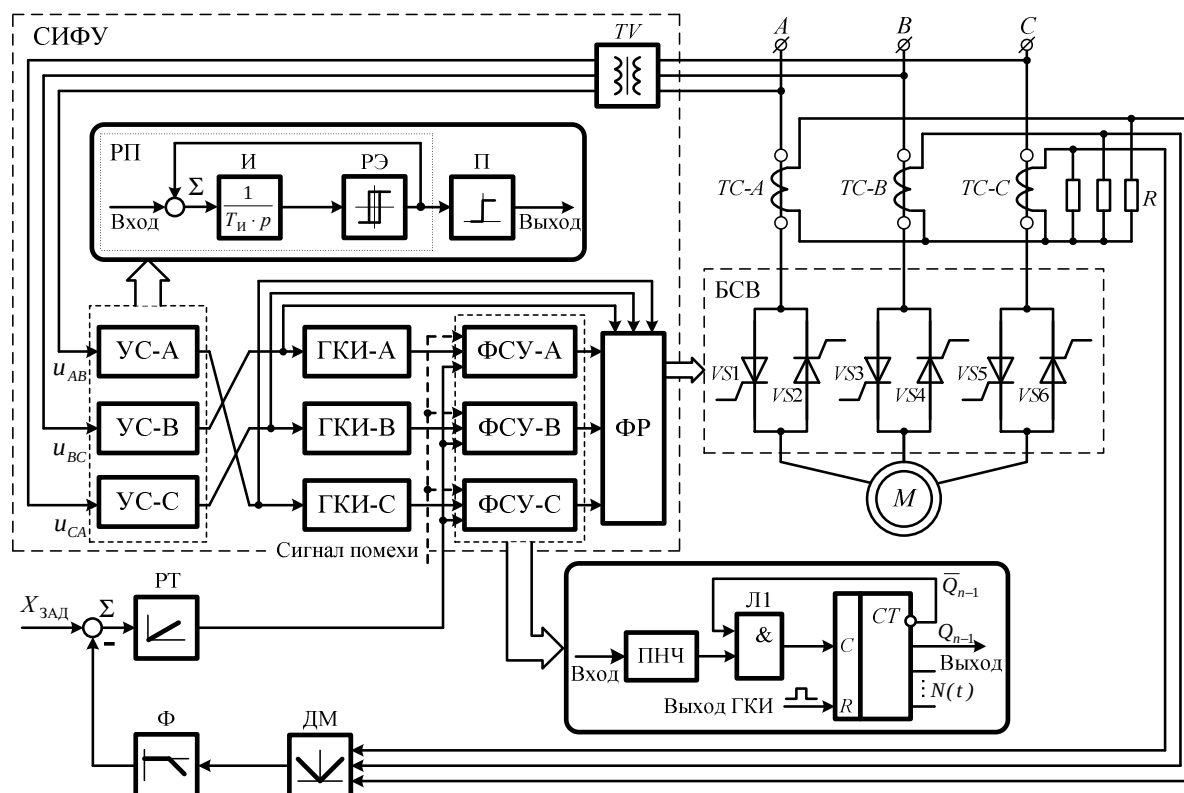


Рис. 7.1. Функциональная схема ТРН с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления и силовыми ключами «тиристор-тиристор» для плавного пуска асинхронных электродвигателей

Блок силовых вентилей БСВ (см. рис. 7.1) выполнены по схеме «тиристор-тиристор» [26, 244, 283] вследствие ее универсальности и возможно-

сти применения при любой схеме соединения обмоток статора двигателя, а также максимально возможного быстродействия ТРН.

Синхронизация каналов СИФУ фаз A , B , C осуществляется при помощи устройств синхронизации УС-А, УС-В, УС-С, каждый из которых представляет собой замкнутый интегрирующий РП (см. рис. 7.1), синхронизированный с напряжением сети (см. п. 3.4.1, табл. 3.6) через трехфазный разделительный трансформатор TV . УС-А, УС-В, УС-С включены по «перекрестной» схеме [129, 204], когда синхронизация фазы C производится от УС-А, в свою очередь, канал фазы B синхронизируется от УС-С, а канал фазы A – от УС-В (см. рис. 7.1). Здесь следует отметить, что в ТРН с интегрирующей системой управления УС-А, УС-В, УС-С синхронизируются с сетью при помощи линейных напряжений u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} (см. рис. 7.1), а не при помощи фазных u_A , u_B , u_C , как это имело место в реверсивном ТП с адаптивной СИФУ (см. п. 6.2, рис. 6.3). Такое решение позволяет сдвинуть систему трехфазных линейных напряжений u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} на угол $\varphi = 30$ эл. град относительно фазных u_A , u_B , u_C (рис. 7.2 а, б). Задние фронты импульсов на выходе РЭ УС-А, УС-В, УС-С отстают относительно линейных напряжений u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} на угол $\alpha_C = -90$ эл. град (см. рис. 7.2 б, в, выходы РЭ УС-А, УС-С не показаны) при выполнении условия $T_C = T_0$, где T_0 – частота собственных автоколебаний РП. На выходах УС-А, УС-В, УС-С включены повторители П (см. рис. 7.1), преобразующие биполярные импульсы на выходах РЭ в однополярные сигналы (см. рис. 7.2 в, г), для согласования их выходов с формирователем-распределителем ФР импульсов управления. В результате этого, фронты импульсов на выходах УС-А, УС-В, УС-С совпадают с моментами перехода фазных напряжений u_A , u_B , u_C через нуль (см. рис. 7.2 а, г, выходы УС-А, УС-С не показаны).

Генераторы коротких импульсов ГКИ-А, ГКИ-В, ГКИ-С (см. рис. 7.1) запускаются по переднему и заднему фронтам импульсов с выхода УС-А, УС-В, УС-С и формируют короткие импульсы (см. рис. 7.2 д, выходы ГКИ-В, ГКИ-С не показаны) для синхронизации фазосдвигающих устройств ФСУ-А, ФСУ-В, ФСУ-С с напряжением сети.

ФСУ-А, ФСУ-В, ФСУ-С построены по схеме число-импульсного ФСУ с одной функциональной разверткой, подробно рассмотренного в п. 4.3.1, табл. 4.4 и состоящего из преобразователя напряжения в частоту импульсов

ПНЧ, логического элемента Л1 типа «2И» и двоичного суммирующего счетчика СТ (см. рис. 7.1). Причем ФСУ-А, ФСУ-В, ФСУ-С имеют независимую синхронизацию по каждому из каналов фаз A , B , C и управляются от общего ПНЧ.

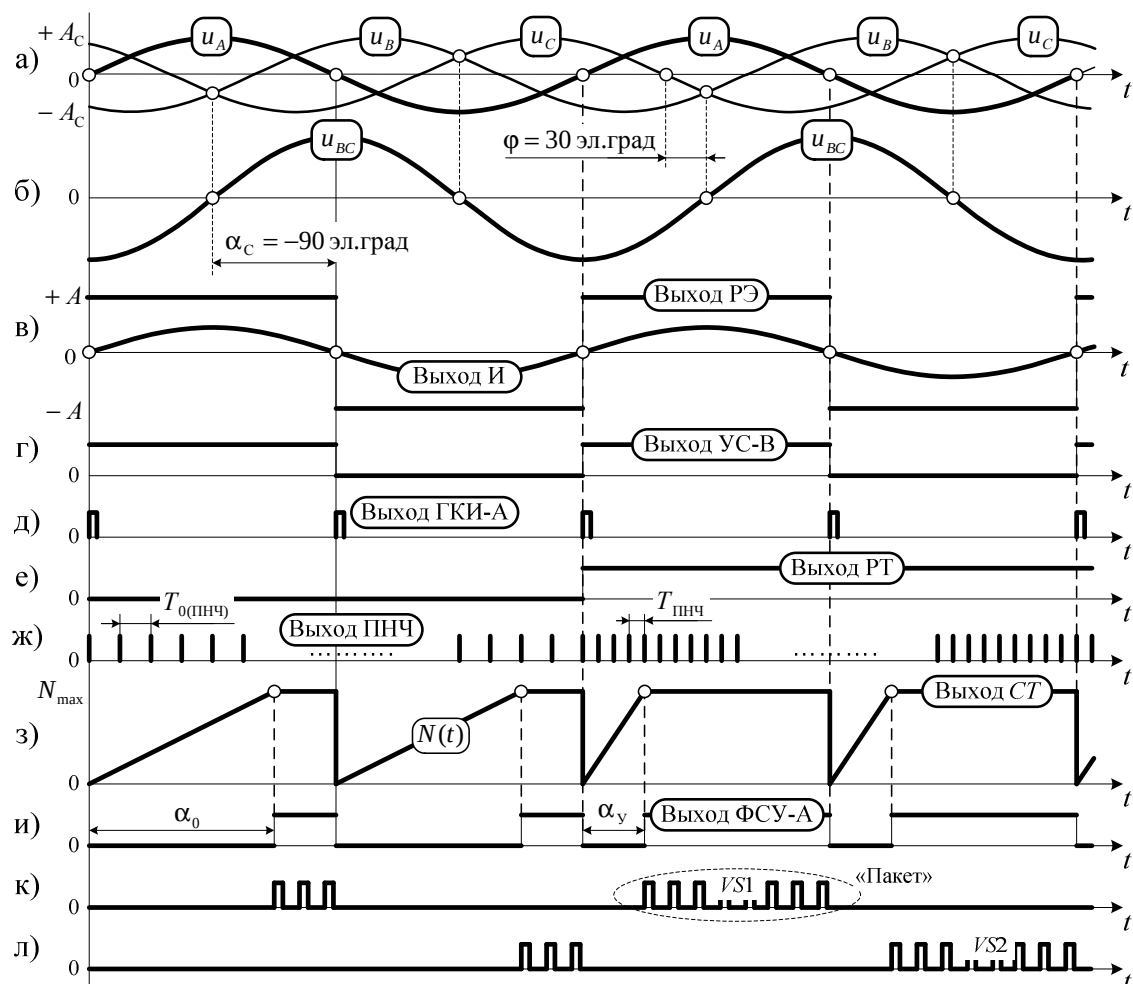


Рис. 7.2. Временные диаграммы работы адаптивной интегрирующей СИФУ в фазе A тиристорного регулятора напряжения для плавного пуска АД (силовые ключи «тиристор-тиристор»)

В ТРН с интегрирующей СИФУ (см. рис. 7.1) используется интегрирующий ПНЧ с установкой нулевых условий в канале интегрирования, так как из всех классов ПНЧ, рассмотренных в п. 5.1.1, именно он обладает наилучшей помехоустойчивостью со стороны информационного канала (см. п. 5.1.3, рис. 5.4) и выпускается в виде серийной интегральной микросхемы [21, 28, 38, 41, 280].

Начальный угол управления α_0 (см. рис. 7.2 и) в системе, когда сигнал с выхода РТ равен нулю (см. рис. 7.2 е), выбирается в районе 150 эл. град,

при котором АД начинает развивать положительный момент [26, 283]. Угол α_0 в число-импульсном ФСУ с одной функциональной разверткой зависит от несущей частоты ПНЧ $f_{0(\text{ПНЧ})} = (T_{0(\text{ПНЧ})})^{-1}$, разрядности k двоичного счетчика CT и рассчитывается из выражения

$$\alpha_0 = \frac{(2^{k-1}) \cdot 180 \text{ эл.град}}{f_{0(\text{ПНЧ})} \cdot 0,5T_c}. \quad (7.1)$$

Здесь T_c – период напряжения сети.

При положительном сигнале на выходе РТ (см. рис. 7.2 е) происходит увеличение частоты импульсов $(T_{\text{ПНЧ}})^{-1}$ на выходе ПНЧ (см. рис. 7.2 ж), когда цифровая развертка $N(t)$ на выходе счетчика CT быстрее достигает своего максимального значения $N_{\text{max}} = 2^{k-1}$ (см. рис. 7.2 з), а угол управления α_y на выходе ФСУ возрастает, численное значение которого равно

$$\alpha_y = \frac{(2^{k-1}) \cdot 180 \text{ эл.град}}{f_{0(\text{ПНЧ})} \cdot (1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}) \cdot 0,5T_c}, \quad (7.2)$$

где $\bar{X}_{\text{ВХ}} = |X_{\text{ВХ}}/A|$ – нормированное значение входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$ на выходе РТ по отношению к опорному напряжению $X_0 = A$ на входе ПНЧ (см. п. 5.3.1, табл. 5.1).

Формирователь-распределитель ФР импульсов управления каждой фазы состоит из двух логических элементов типа «ЗИ», первый из которых управляет одним из тиристоров анодной группы $VS1, VS3, VS5$, а второй элемент – одним из тиристоров катодной группы $VS2, VS4, VS6$ (см. рис. 7.1). На вход каждого логического элемента типа «ЗИ» поступают сигналы с выхода УС и ФСУ соответствующей фазы напряжения сети, а также с выхода высокочастотного генератора, формирующего «пакет» импульсов для управления тиристорами $VS1-VS6$ (см. рис. 7.2 к, л). Как уже отмечалось, импульсы в виде «пакета» используются для повышения помехоустойчивости БСТ и снижения массогабаритных показателей импульсных трансформаторов в усилителях мощности [40, 97].

Рассмотренный ТРН с адаптивной интегрирующей СИФУ (см. рис. 7.1) обладает высокой помехоустойчивостью со стороны информационного входа [76, 79, 85, 86], что достигается за счет интегрирующего число-импульсного ФСУ с одной функциональной разверткой.

Для доказательства этого положения автором была разработана компьютерная модель в программе *MatLab+Simulink* [55, 100, 149, 276], на основании которой, а также с использованием методики исследования (см. п. 6.1, рис. 6.2) проведен сравнительный анализ помехоустойчивости ТРН с различными видами СИФУ при воздействии гармонического сигнала помехи на вход ФСУ (см. рис. 7.1) в широком частотном диапазоне 50–1200 Гц при соотношении $\bar{A}_{\Pi} = \text{помеха} / \text{сигнал} = 0,1$. Сигнал задания $X_{3\text{АД}}$ соответствовал кратности пускового тока I_{Π}/I_{H} , равного 2,5 от номинального значения тока статора АД.

Исходные параметры моделирования ТРН для плавного пуска АД сведены в табл. 7.1, в которой приняты следующие обозначения: P_{H} , $U_{\text{HФ}}$, I_{H} , s_{H} – номинальные мощность, фазное напряжение, ток и скольжение двигателя соответственно; R_{S} , R_{r} – активные сопротивления статора и ротора; L_{S} , L_{r} – индуктивные сопротивление статора и ротора; L_{m} – индуктивное сопротивление намагничивания; $2p$ – число пар полюсов; J – момент инерции ротора; I_{Π}/I_{H} – кратность пускового тока двигателя; $k_{\text{дт}}$ – коэффициент передачи датчика тока; $T_{\text{Ф}}$, $T_{\text{и}}$ – постоянные времени фильтра в датчике тока и интегрирования в регуляторе тока соответственно; $\bar{A}_{\text{C}}$ – глубина синхронизации в интегрирующем УС; $f_{0(\text{ПНЧ})}$ – несущая частота на выходе ПНЧ при равенстве нулю сигнала с выхода РТ; k – разрядность двоичного счетчика в число-импульсном ФСУ.

Таблица 7.1

Короткозамкнутый асинхронный электродвигатель 4А100L4УЗ					
P_{H} , кВт	$U_{\text{HФ}}$, В	I_{H} , А	s_{H}	Число пар полюсов	I_{Π}/I_{H}
4	220	7,4	0,053	$2p = 4$	6,0
R_{S} , Ом	L_{S} , мГн	R_{r} , Ом	L_{r} , мГн	L_{m} , мГн	J , кг·м ²
1,66	6,2	1,27	10,7	189	0,108
Датчик тока		РТ	УС	ФСУ	
$k_{\text{дт}}$, В/А	$T_{\text{Ф}}$, мс	$T_{\text{и}}$, с	$\bar{A}_{\text{C}}$	$f_{0(\text{ПНЧ})}$, кГц	k
0,208	10	0,2	2,0	15	8

На рис. 7.3 представлены диаграммы скорости двигателя ω , нормированного значения тока статора I_{Π}/I_{H} (кратность пускового тока) и угла управления $\alpha_{\text{У}}$ силовыми тиристорами для фазы А при пуске АД в условиях отсутствия сигнала помехи и при частоте помехи $f_{\text{П}} = 300$ Гц.

Результаты моделирования показали, что при наличии сигнала помехи с кратностью $\bar{A}_{\Pi} = 0,1$ и частотой $f_{\Pi} = 300$ Гц в ТРН с «вертикальной» СИФУ, построенной на основе УС–НФ (см. п. 3.3.1, табл. 3.2) и ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления (см. п. 4.2), наблюдаются значительные колебания угла управления силовыми тиристорами (порядка 13 эл. град) и тока статора асинхронного двигателя (порядка половины номинал тока) (см. рис. 7.3 б–в). В результате этого АД не выходит на естественную механическую характеристику, так как его скорость варьируется относительно нулевого уровня (см. рис. 7.3 а).

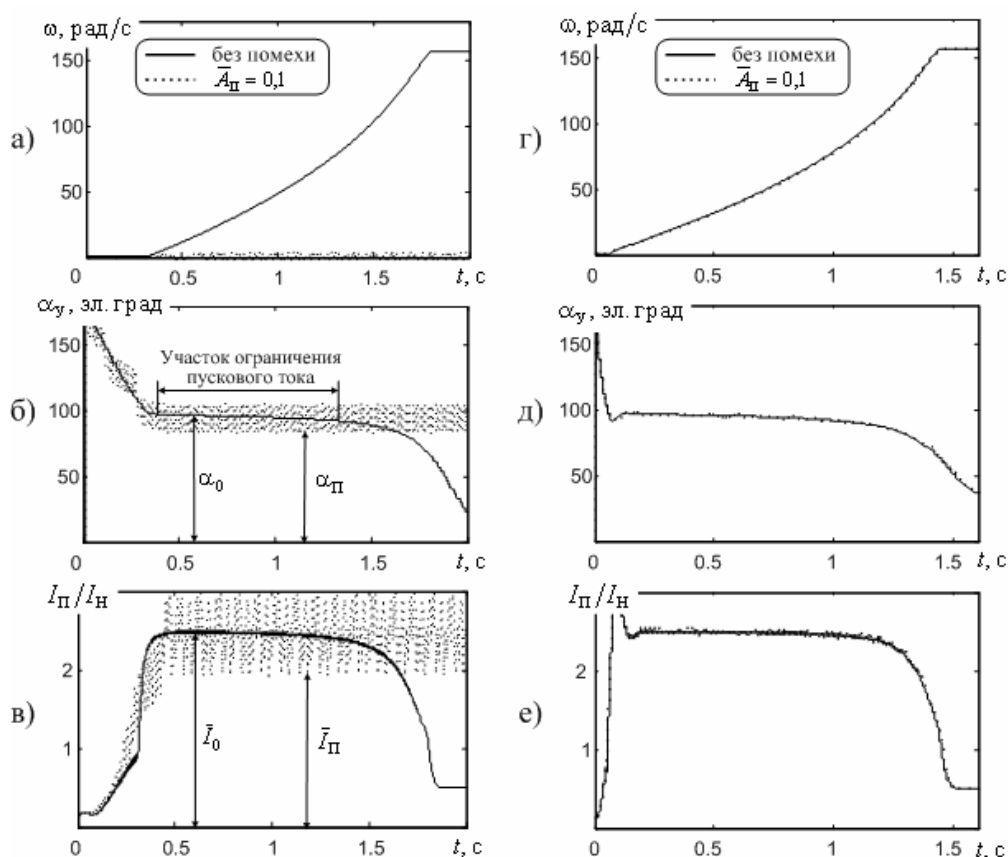


Рис. 7.3. Диаграммы пуска асинхронного электродвигателя в условиях отсутствия сигнала помехи и при частоте помехи $f_{\Pi} = 300$ Гц в ТРН с «вертикальной» (а–в) и адаптивной интегрирующей (г–е) системами импульсно-фазового управления

ТРН с адаптивной интегрирующей СИФУ (см. рис. 7.1), несмотря на наличие сигнала помехи, практически не изменяет своих исходных характеристик (см. рис. 7.3 г–е), что объясняется интегрирующим законом формирования сигнала развертывающей функции в ФСУ, когда операции двойного интегрирования (первый канал – интегратор в ПНЧ, второй канал – двоичный счетчик) подвергается как сигнал управления, так и сигнал помехи.

Для объективного сравнения помехоустойчивости ТРН с различными видами СИФУ в широком частотном диапазоне сигнала помехи $f_{\Pi} = 50\text{--}1200$ Гц на рис. 7.4 представлены зависимости $\Delta\alpha_{\max} = F(f_{\Pi})$ и $\delta I_{\max} = F(f_{\Pi})$, где $\Delta\alpha_{\max} = |\alpha_0 - \alpha_{\Pi}|$ – максимальная абсолютная ошибка угла управления силовым тиристором для фазы A на участке ограничения тока статора; $\delta I_{\max} = |(\bar{I}_0 - \bar{I}_{\Pi})/\bar{I}_0|$ – максимальная относительная ошибка тока статора АД на участке его ограничения. α_0 , $\bar{I}_0$, α_{Π} , $\bar{I}_{\Pi}$ – угол управления и кратность пускового тока статора АД при отсутствии и наличия сигнала помехи соответственно (см. рис. 7.3 б–в).

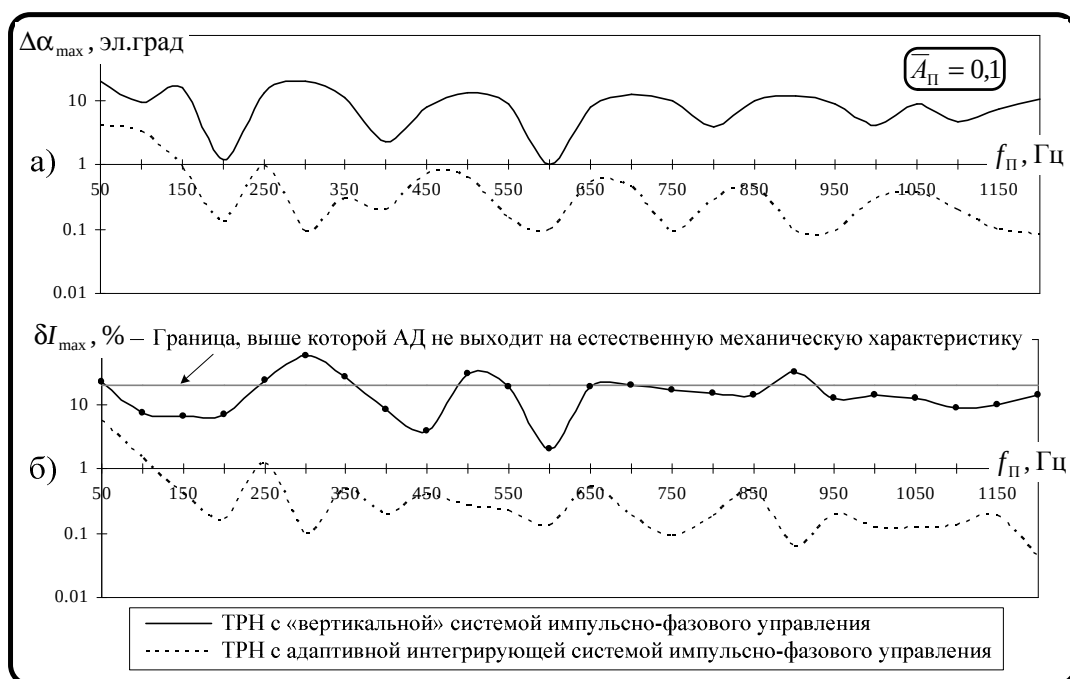


Рис. 7.4. Абсолютная ошибка угла управления $\Delta\alpha_{\max}$ (а) и относительная ошибка тока статора АД $\delta I_{\max}$ (б) при наличии сигнала помехи на информационном входе для ТРН с различными видами СИФУ

Результаты исследований, представленные на рис. 7.4, позволяют сделать следующие выводы:

➤ В результате воздействия гармонической помехи в частотном диапазоне от 50–1200 Гц и кратностью 0,1 на информационный вход «вертикальной» СИФУ в ТРН наблюдаются значительные отклонения угла управления тиристорами и тока статора АД от требуемых значений (см. рис. 7.4). Максимальная ошибка угла управления $\Delta\alpha_{\max}$ составляет более 13 эл. град и наблюдается при низких частотах сигнала помехи 50 Гц, 150 Гц и 250 Гц, а также в области высокочастотных помех 300 Гц, 500 Гц, 700 Гц и 900 Гц,

когда на выходе ФСУ с выборкой мгновенных значений сигнала управления возникают ложные включения РЭ (см. п. 2.2.2, рис. 2.6). Это приводит к дополнительным срабатываниям формирователя-распределителя ФР импульсов ТРН, что, в конечном счете, может послужить причиной аварийного срабатывания защит ВП. Кроме того, как показали результаты моделирования, в 8 случаях из 24 асинхронный двигатель не вышел на свою естественную механическую характеристику, когда относительная ошибка тока статора $\delta I_{\max}$ превысила 20 % (см. рис. 7.4 б). Все это свидетельствует о низкой помехоустойчивости ТРН с «вертикальной» СИФУ.

➤ Отмеченного недостатка лишен ТРН с адаптивной интегрирующей СИФУ (см. рис. 7.1), для которого максимальная ошибка угла управления $\Delta\alpha_{\max}$ и относительная ошибка тока статора АД $\delta I_{\max}$ во всем частотном диапазоне сигнала помехи не превышает 2 эл. град и 2,0 % соответственно (см. рис. 7.4). Этот показатель примерно на 1–1,5 порядка меньше, чем для ТРН с «вертикальной» СИФУ. Кроме того, в адаптивной интегрирующей системе управления ошибки $\Delta\alpha_{\max}$ и $\delta I_{\max}$ уменьшаются с ростом частоты помехи, что говорит об ее повышенной помехоустойчивости со стороны информационного входа.

Теоретические и экспериментальные исследования, проведенный автором [75, 80, 85, 268], показали, что наряду с высокой помехоустойчивостью со стороны информативного канала управления ТРН с интегрирующей СИФУ (см. рис. 7.1) полностью адаптируется к нестабильности амплитуды напряжения сети, а также сохраняет свою работоспособность при коммутационных «провалах» сети, достигающих уровня 100 % на 25 эл. град и динамических изменениях амплитуды напряжения сети в пределах $\pm(25-30)$ % при условии выбора глубины синхронизации в диапазоне $1,5 \leq \bar{A}_c \leq 2,5$, что достигается за счет замкнутых интегрирующих УС–ИФ (см. п. 3.4.1, табл. 3.5–3.6). Это в значительной степени превосходит аналогичные параметры традиционных СИФУ «вертикального» типа отечественного и зарубежного производства [140, 200, 250, 311], для которых уровень коммутационных искажений не превышает 100 % на 3–5 эл. град, а нестабильность амплитуды питающего напряжения – (10–15) %.

В работах автора [69, 75, 94, 97, 243, 247] рассмотрен ТРН с адаптивной интегрирующей СИФУ для плавного пуска АД, силовая часть которого по-

строена по схеме «тиристор-диод» [26, 244, 283]. Данная схема может использоваться только в нереверсивных ТРН и соединении обмоток статора в звезду без нулевого провода, а также при включении ее только в линейные провода при соединении обмоток статора в треугольник. Схема позволяет предельно упростить управление силовой частью ТРН и улучшить условия ее коммутации в различных режимах работы.

Отличительной особенностью данного ТРН является то, что в СИФУ все каналы фаз A , B , C выполнены по однотипной структуре на базе замкнутых интегрирующих РП-А, РП-В, РП-С (см. рис. 7.5 а), работающих в режиме внешней синхронизации с частотой напряжения сети (см. п. 3.4.1, табл. 3.7) и выполняющих в системе управления одновременно функции как узлов синхронизации, так и фазосдвигающих устройств, что в значительной степени упрощает техническую реализацию ТРН и делает надежной его работу в условиях высокого уровня помех, включая коммутационные искажения сети, а также в условиях нестабильности амплитуды и частоты сети. Все это позволяет использовать данные регуляторы на объектах с «проблемной» сетью, когда электропитание объекта осуществляется, например, от дизель- или ветро-генераторных установок.

Принцип работы адаптивной интегрирующей СИФУ рассмотрим на примере фазы A , так как процессы в остальных каналах управления протекают аналогичным образом.

Каждый из РП-А, РП-В, РП-С состоит из сумматоров $\Sigma 1$ – $\Sigma 2$, интегратора И с постоянной времени интегрирования $T_{\text{и}}$, релейного элемента РЭ с порогами переключения $\pm b$ и симметричной относительно «нуля» неинвертирующей петлей гистерезиса, а также амплитудного модулятора АМ.

При отсутствии сигнала управления (выход РТ) и напряжении смещения $X_{\text{см}}$ на выходе РП-А устанавливаются знакопеременные импульсы, сдвинутые относительно синхронизирующего напряжения фазы A на угол α_c (см. рис. 7.5 б, в).

В п. 4.4 было показано, что при синхронизации ФСУ гармоническим сигналом со стороны информационного входа оптимальным уровнем нормированного значения периода собственных автоколебаний РП $\bar{T}_0 = T_0 / T_c$ следует считать значение 0,1, когда в системе обеспечивается максимально возможный диапазон регулирования угла управления α_y . Там же в табл. 4.6,

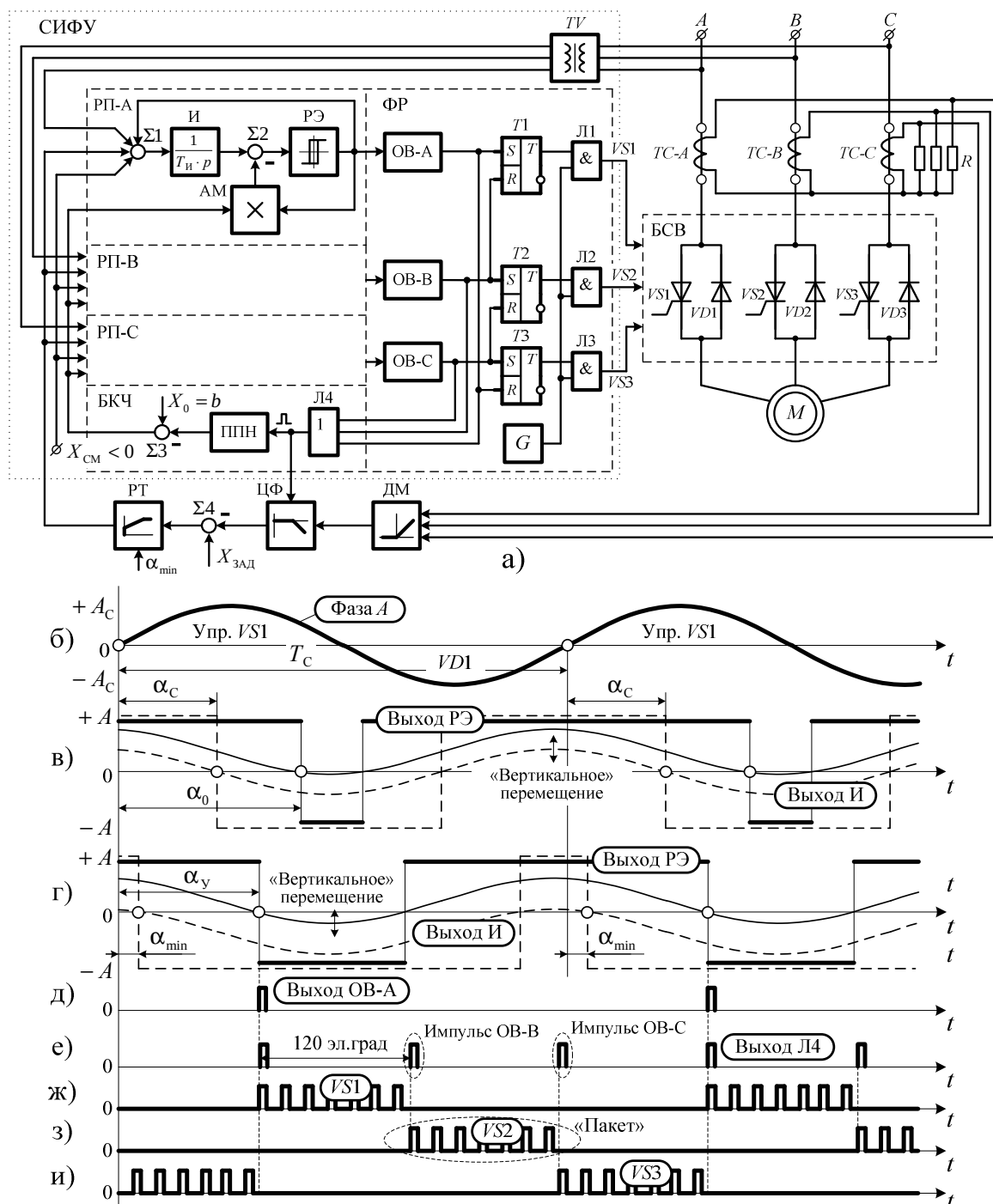


Рис. 7.5. Функциональная схема (а) и временные диаграммы сигналов адаптивной интегрирующей СИФУ (б–и) тиристорного регулятора напряжения для плавного пуска асинхронных электродвигателей (силовые ключи «тиристор-диод»)

рис. 4 приведена регулировочная характеристика $\alpha_y = f(\bar{X}_{\text{BX}})$ замкнутого интегрирующего ФСУ, из которой можно сделать вывод, что в РП-А, РП-В и РП-С, входящих в состав адаптивной СИФУ тиристорного регулятора напряжения, глубину синхронизации следует выбирать в диапазоне $6,0 \leq \bar{A}_c \leq 8,0$, когда регулировочные характеристики становятся практиче-

ски линейными, а угол синхронизации α_c при $\bar{X}_{BX} = 0$ близким по значению к -90 эл. град.

При помощи напряжения смещения X_{CM} отрицательной полярности, воздействующего на вход РП-А (см. рис. 7.5 а), задается начальный угол управления α_0 тиристором фазы A (см. рис. 7.5 в), который выбирается в районе 160 эл. град. Для пуска электродвигателя с ограничением тока на заранее заданном уровне, устанавливаемом источником $X_{ЗАД}$, в систему управления введен интегральный регулятор тока РТ (см. рис. 7.5 а), который в процессе разгона АД автоматически изменяет угол управления α_y на выходе РП-А (см. рис. 7.5 г) под действием сигнала отрицательной обратной связи по току статора, поддерживая тем самым величину заданного пускового тока двигателя. Разгон АД завершается, когда РТ переходит в режим насыщения, а в РП-А устанавливается минимальный угол управления α_{min} (см. рис. 7.5 г), численное значение которого выбирается в районе $5-10$ эл. град. В результате этого во всех режимах работы электродвигателя все развертывающие преобразователи РП-А, РП-В, РП-С работают в импульсном режиме, что необходимо для работы формирователя-распределителя ФР импульсов управления и блока коррекции частоты БКЧ, входящего в состав адаптивной интегрирующей СИФУ (см. рис. 7.5 а).

Формирователь-распределитель ФР импульсов управления тиристорами $VS1-VS3$ состоит из одновибраторов ОБ-А, ОБ-В, ОБ-С, SR -триггеров $T1-T3$, логических элементов Л1-Л3 и генератора высокочастотных импульсов G (см. рис. 7.5 а). При этом ОБ-А, ОБ-В, ОБ-С формируют короткие импульсы малой длительности по заднему фронту сигналов с выхода РП-А, РП-В, РП-С (см. рис. 7.5 д, е). Интервал времени между импульсами соответствует 120 эл. град, так как фазы A, B, C сдвинуты друг относительно друга на этот же угол. SR -триггеры $T1-T3$ совместно с логическими элементами Л1-Л3 и генератором G (см. рис. 7.5 а) формируют импульсы в виде «пакета» для включения тиристоров $VS1-VS3$ (см. рис. 7.5 ж-и). Длительность импульсов в «пакете» составляет 120 эл. град, что с большим запасом перекрывает интервал времени проводящих состояний тиристоров $VS1-VS3$ на участке разгона двигателя, так как во время запуска угол управления α_y находится в районе $90-130$ эл. град, зависящем от сигнала задания $X_{ЗАД}$.

В случае нестабильности частоты напряжения сети в СИФУ введен блок коррекции частоты БКЧ (см. рис. 7.5 а), обеспечивающий адаптацию угла управления α_y в РП-А, РП-В, РП-С при изменении частоты питающего напряжения.

БКЧ состоит из преобразователя периода в напряжение ППН, сумматора $\Sigma 3$ с источником опорного напряжения $X_0 = b$ и логического элемента Л4 типа «ЗИЛИ», формирующего импульсы, следующие друг за другом через 120 эл. град (см. рис. 7.5 е). Принцип работы БКЧ подробно рассмотрен в п. 3.4.1, табл. 3.7.

Отличительной особенностью адаптивной интегрирующей СИФУ является то, что цифровой фильтр ЦФ, включенный в цепи обратной связи по току (см. рис. 7.5 а), работает синхронно на частоте дискретизации ТРН и выполнен на основе реверсивного число-импульсного АЦП с амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, впервые предложенного автором в работе [185] и подробно рассмотренного в п. 5.2.2. Применение интегрирующего АЦП с АЧИМ в качестве ЦФ позволяет не только повысить помехоустойчивость в канале «датчик–АЦП», но и обеспечивает автоматическую автоподстройку его постоянной времени при изменении частоты питающего напряжения за счет синхроимпульсов, формируемых логическим элементом Л4 в БКЧ (см. рис. 7.5 а), а также подавление пульсирующей составляющей в датчике тока, равной 150 Гц для трехфазной нулевой схемы демодуляции ДМ, и являющейся помехой для системы управления в целом [32, 164, 170].

Теоретические и экспериментальные исследования, проведенный автором [69, 75, 94, 97, 243, 247], показали, что наряду с высокой помехоустойчивостью со стороны сети и информационного входа ТРН с адаптивной системой управления и силовыми ключами «тиристор-диод» (см. рис. 7.5 а) по сравнению с предыдущей СИФУ (см. рис. 7.1) сохраняет свою работоспособность не только в условиях нестабильности амплитуды, но и частоты напряжения сети в пределах $\pm 50\%$, что достигается за счет интегрирующих развертывающих преобразователей, работающих совместно с блоком коррекции частоты. Это позволяет использовать данные ТРН для плавного пуска АД в автономных сетях ограниченной мощности с существенной ошибкой частоты генерируемого напряжения.

Схемные решения для технической реализации ТРН с адаптивными интегрирующими СИФУ для плавного пуска АД подробно рассмотрены автором в работах [75, 97]. В состав ТРН входит также весь комплекс быстродействующих селективных защит: максимально-токовая, времятоковая и от исчезновения фазного напряжения. Здесь следует отметить, что защита от пропадания фазного напряжения, впервые предложенная автором в работе [171], выполнена по интегрирующему принципу с временем срабатывания порядка 3–5 секунд, что позволяет системе не реагировать на кратковременное исчезновение фазного напряжения в пределах нескольких периодов напряжения сети. При этом «заторможенность» данного контура защиты исключает ложную остановку электродвигателя и технологического процесса в целом.

ТРН полностью выполнены на комплектующих отечественного производства и не содержат ни одного подстроечного элемента, что особенно важно в условиях промышленной эксплуатации. Это позволяет исключить несанкционированное изменение параметров электроприводов сторонними лицами и возможность возникновения на объекте аварийной ситуации. При этом обращают на себя внимание простота технической реализации всего комплекса оборудования и его высокая надежность. По сравнению с импортными аналогами стоимость ТРН ниже на 30–50 %.

В период 2005–2013 гг. на ОАО ЧТПЗ на основе рассмотренных выше ТРН было реконструировано 84 асинхронных электропривода 15 технологических установок на суммарную мощность исполнительных электродвигателей более 7600 кВт (табл. 7.2, приложение 1).

Рассмотрим более подробно, например, систему гидропресса № 7, осуществляющего формовку и испытание давлением труб большого диаметра (1020–1220 мм), внешний вид которого приведен на рис. 7.6 а. При этом все основные технологические операции выполняются асинхронными электроприводами водяных и масляных насосов (табл. 7.3).

После прохождения стадии электросварки продольного шва трубы большого диаметра поступают по раздаточному рольгангу на один из семи гидропрессов. С помощью гидроподъемника труба подается на стол подачи и самоходом закатывается в открытую пресс-форму гидропресса (см. рис. 7.6 б). После закрытия пресс-формы и срабатывания замков труба с торцов фиксируется гид-

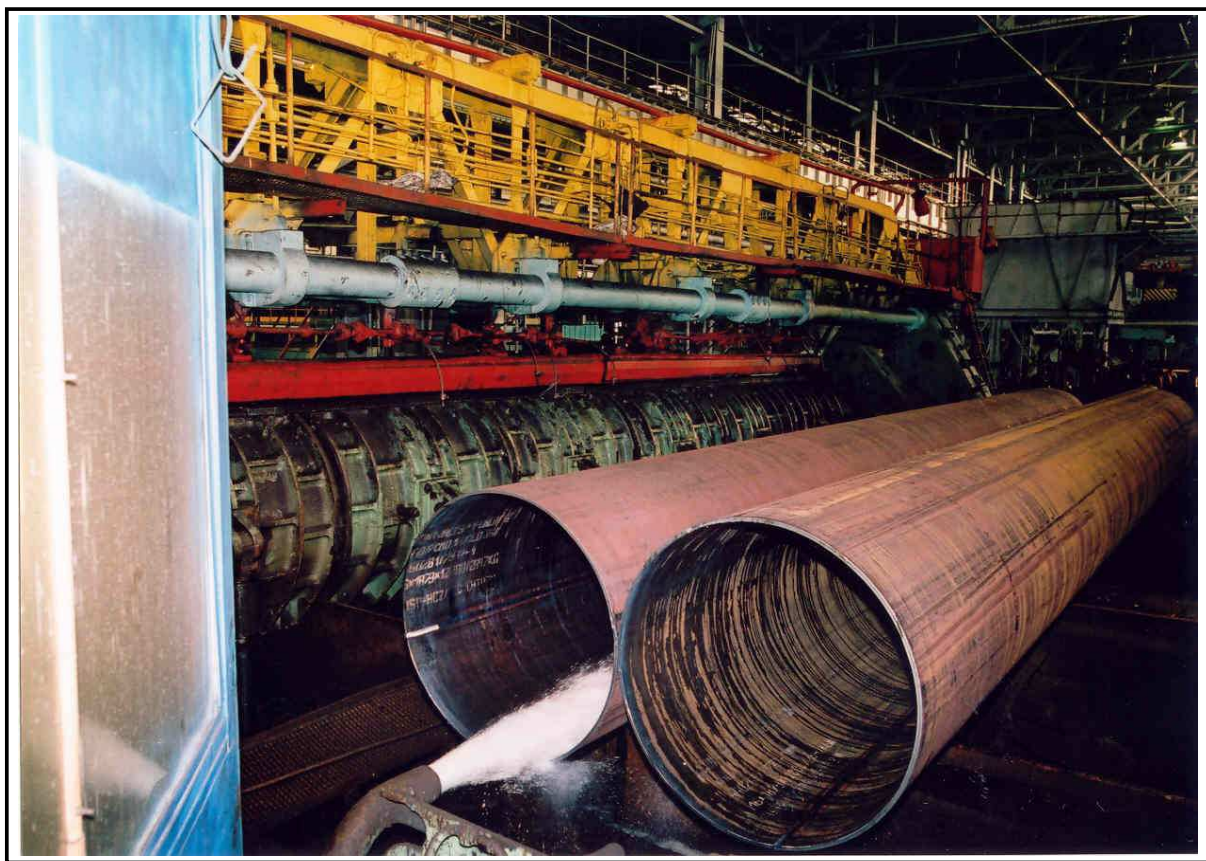
розажимами, имеющими фиксированный (эталонный) диаметр и обеспечивающими в процессе обработки трубы строгое соблюдение геометрических размеров торцов изделия на расстоянии порядка 30 см от его края. Это необходимо для стыковки труб с помощью электросварки в процессе строительства трубопроводов.

После фиксации трубы в гидропрессе с помощью насоса наполнения с исполнительным асинхронным электродвигателем 4АН280М4УЗ

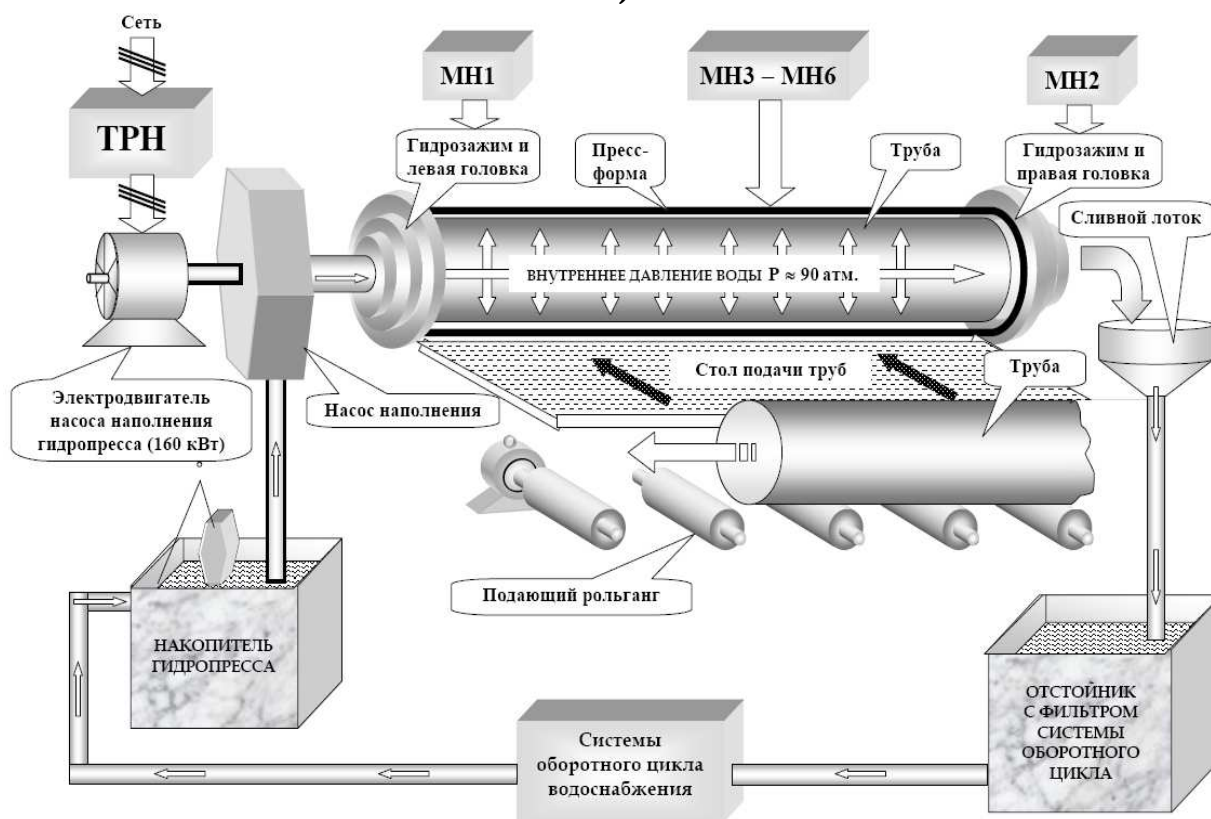
Таблица 7.2

Основные экономические показатели промышленного внедрения ТРН

№	Технологический объект	Кол-во электроприводов / суммарная мощность, кВт	Среднегодовая экономия электроэнергии, руб.	Среднегодовое сокращение затрат на ремонт и обслуживание, руб.
Цех № 6				
Линия отделки труб 820				
1	Гидропресс № 1	8 / 725	420 000 руб. с каждого гидропресса	300 000 руб. с каждого гидропресса
2	Гидропресс № 2	8 / 725		
3	Гидропресс № 3	8 / 725		
4	Гидропресс № 4	8 / 725		
Линия отделки труб 1220				
5	Гидропресс № 7	9 / 958	461 000	350 000
6	Масляный насос слежения 10 м гидропресса № 7	1 / 120	15 400	12 300
7	Электрооборудование общей сети 20 Гц / 160 В стана 1020–1220	6 / 250	187 000	112 000
8	Первый передвижной рольганг стана 1220	2 / 40	14 500	23 000
Гидропрессы № 1–4, № 7				
9	Система оборотного цикла водоснабжения цеха № 6	7 / 725	115 000	270 000
Линия плазменной сварки труб 820 и 1220				
10	Комплекс электроприводов систем воздухообмена и дымоудаления	11 / 1465	1 600 000	280 000
Цех № 2				
11	Водяные насосы ямы окалины	2 / 320	72 000	35 000
12	Воздухообменники кольцевой печи	2 / 220	54 000	75 000
Шлакоплавильный цех				
13	Водяные насосы гранбассейна	4 / 160	63 000	30 000
14	Система оборотного цикла водоснабжения	3 / 480	95 000	130 000
Электроцех				
15	Системы воздухообмена и дымоудаления	5 / 50	38 500	45 000
	Итого:	84 / 7688	4 395 400	2 562 300



а)



б)

Рис. 7.6. Внешний вид (а) и функциональная схема (б) гидропресса № 7 линии отделки труб большого диаметра цеха № 6 ОАО «ЧТПЗ»

Таблица 7.3

Общая характеристика электроприводов гидропресса № 7

Название насосов	Кол-во насосов	Мощность АД, кВт	Назначение
Водяной насос наполнения	2	160 кВт	Подача воды в гидропресс и создание в трубе высокого давления. Второй водяной насос с АД находится в резерве
Масляные насосы левой и правой головок (МН1, МН2)	2	75 кВт	Подача масла на поршневые цилиндры для механической калибровки концов трубы
Насос управления (МН3)	1	10 кВт	Обеспечивает подъем цилиндров замков и раскрывающихся штампов
Насос вспомогательный (МН4)	1	40 кВт	Работает в паре с насосом управления, обеспечивая высокое давление масла для подъем цилиндров замков и раскрывающихся штампов
Магистральный масляный насос (МН5)	1	130 кВт	Обеспечивает подачу масла для всех масляных насосов гидропресса
Насос слежения (МН6)	1	75 кВт	Следит за разницей давления в трубе и на головках пресса

($P_H = 160$ кВт; $U_{HФ} = 220$ В; $I_H = 288$ А; $n_H = 1465$ об/мин.; $\eta = 0,935$; $\cos\varphi = 0,9$), оснащенным ТРН для плавного пуска, в гидропресс в течении 30 с нагнетается технологическая вода до давления порядка 80–110 атм. Металл трубы, достигающий при этом стадии текучести, принимает заданные для трубы внутренние геометрические размеры пресс-формы.

Процесс-формовка длится около 1,2–1,5 мин. Затем с помощью выходного гидроклапана технологическая вода удаляется из пресс-формы и по сливному лотку поступает в отстойник с фильтром оборотного цикла системы водоснабжения гидропрессов (см. рис. 7.6 б). Пуск и остановка двигателя насоса наполнения гидропресса происходит только при закрытых задвижках (на рис. 7.6 б задвижки не показаны).

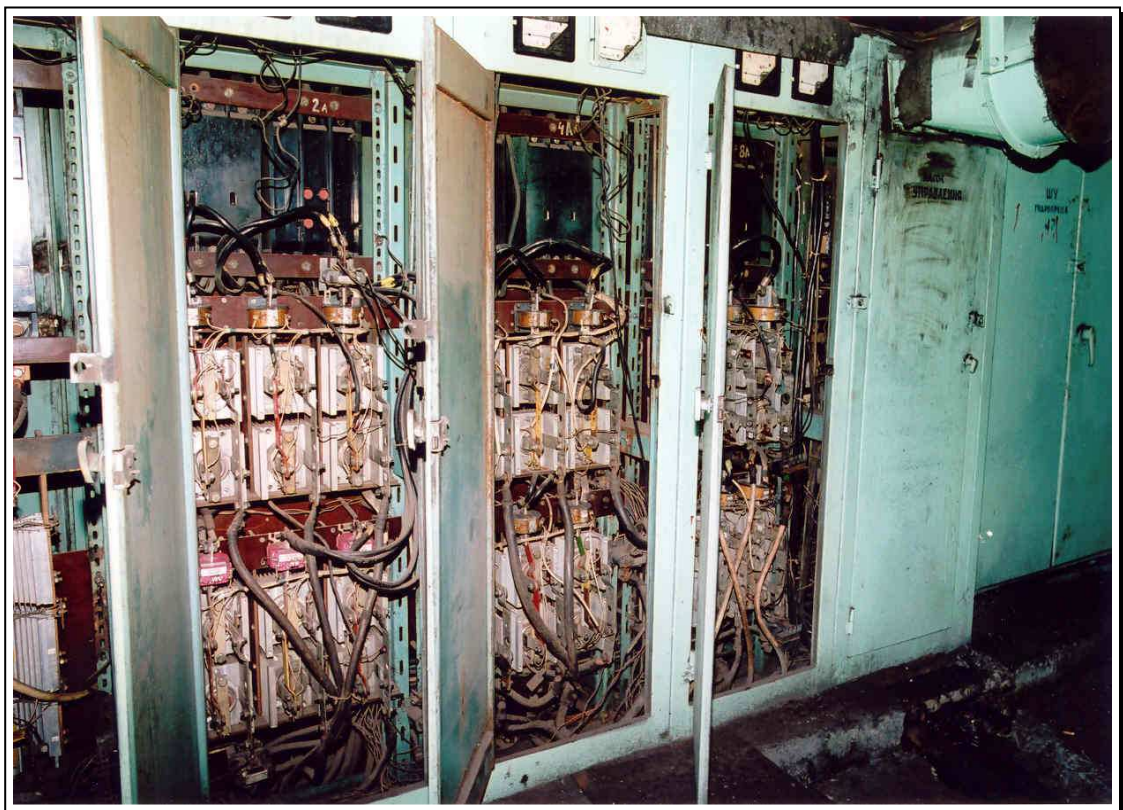
Все электроприводы водяных и масляных насосов гидропресса № 7 (см. табл. 7.3) были оснащены адаптивными интегрирующими ТРН для плавного пуска АД по схеме «тиристор-тиристор» (см. рис. 7.1). На рис. 7.7 приведены внешний вид ТРН электроприводов гидропресса № 7 со стороны силового модуля и интегрирующей системы импульсно-фазового управления.

Результаты применения ТРН на ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» показали высокую эффективность систем плавного пуска асинхронных электродвигателей. Так, перевод только электроприводов насосов на-

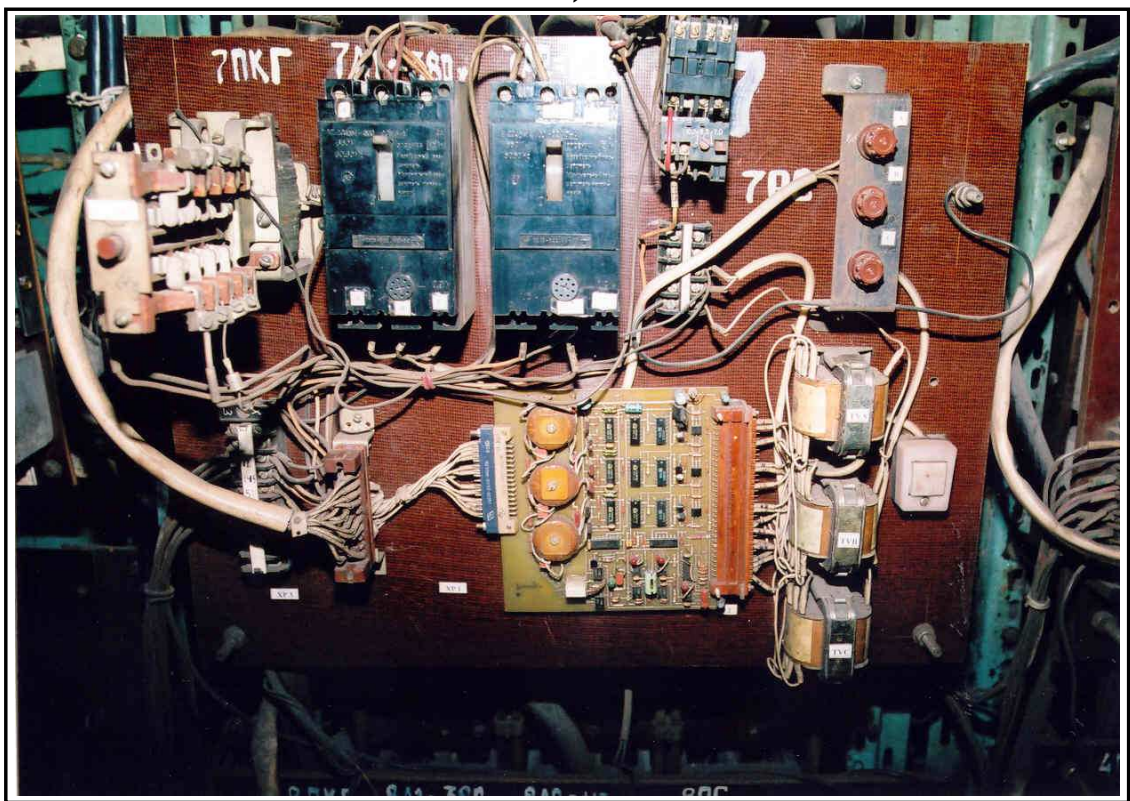
полнения гидропрессов (160 кВт) в режим повторно-кратковременных включений, что ранее оказывалось невозможным по причине применения систем релейно-контакторного пуска, позволяет сократить затраты предприятия на электроэнергию более, чем на 2 млн. руб. в год (в ценах 2012 г.) (см. табл. 7.2).

Второй, причем не менее важной, чем энергосбережение, статьей экономической эффективности является высокий уровень ресурсосбережений, который обеспечивается системами плавного пуска асинхронных электродвигателей. Так, до реконструкции указанных объектов среднестатистический годовой отказ электрооборудования (электродвигателей, силовых контакторов) и технологических механизмов (масляных и водяных насосов) достигал 25–40 % от их общего числа [208, 210]. С момента перевода электроприводов в режим плавного пуска при наличии в ТРН всего комплекса быстродействующих селективных защит от аварийных режимов работы не было зафиксировано ни одного случая отказа электро- и технологического оборудования, что позволяет сократить расходы предприятия на ремонт и обслуживание электроустановок, в частности, по цеху № 6 в среднем на 2,2 млн. руб. в год (см. табл. 7.2). При этом срок окупаемости затрат на реконструкцию электроприводов в зависимости от специфических особенностей объекта находится в пределах 1,4–2,1 года.

Особый интерес представляет собой система электроприводов водяных насосов гран-бассейна шлакоплавильного цеха. Здесь впервые в мировой практике использован способ многозонного интегрирующего развертывающего преобразования [173, 266, 267] для управления группой параллельно работающих асинхронных электродвигателей с ТРН, когда осуществляется автоматический поиск неисправностей любого из функциональных компонентов системы управления с последующим автоматическим вводом в работу резервного электропривода, что особенно важно в условиях непрерывного производства. Кроме того, датчики уровня воды в гран-бессейне выполнены с использованием частотно-импульсной модуляции [97], что исключает преждевременный износ контактных электродов датчиков при работе в агрессивном водном растворе по причине электролизного эффекта. При этом обращает на себя внимание простота технической реализации всего комплекса оборудования и его высокая надежность.



а)



б)

Рис. 7.7. Силовые модули (а) по схеме «тиристор-тиристор» и адаптивная интегрирующая система импульсно-фазового управления (б) ТРН асинхронного электропривода насоса наполнения гидропресса №7 линии отделки труб большого диаметра 1020–1220 цеха № 6 ОАО «Челябинский трубопрокатный завод»

Разработанные адаптивные интегрирующие системы управления также используются ООО Научно-техническим центром «Приводная техника» (г. Челябинск) при разработке высоковольтных ТРН для плавного пуска асинхронных электродвигателей (см. приложение 1).

7.1.2. Частотно-шиотно-импульсный регулятор переменного напряжения с адаптивной интегрирующей системой управления для инерционных объектов

В технологических установках инерционных объектов, например, в системах терморегулирования, оказываются весьма эффективны тиристонные регуляторы переменного напряжения с частотно-шиотно-импульсной модуляцией [30, 273]. Режим ЧШИМ обеспечивает широкий диапазон регулирования и повышенную точность работы системы управления.

Ниже рассматривается, впервые предложенный автором в работах [190, 194, 272, 273, 324], частотно-шиотно-импульсный регулятор переменного напряжения (РПН), который наряду с простой технической реализации имеет высокую помехоустойчивость как со стороны информационного, так и синхронизирующего каналов управления, а также обладает способностью адаптироваться к нестабильным параметрам источника электроснабжения.

Функциональная схема РПН (рис. 7.8) включает в себя интегрирующий развертывающий преобразователь РП с ЧШИМ (см. п. 2.1, табл. 2.2) на основе сумматоров $\Sigma 1$ – $\Sigma 2$, интегратора И, релейного элемента РЭ, инвертора Ин. и амплитудного модулятора АМ, а также устройства синхронизации УС-А, УС-В, УС-С с трансформатором TV , блок коррекции частоты БКЧ, формирователь-распределитель ФР импульсов управления на основе одновибраторов ОВ-А, ОВ-В, ОВ-С и D -триггеров $T1$ – $T3$, а также блок силовых вентилей БСВ с ключами переменного тока Кл.1–Кл.3, функцию которых выполняют симисторы или встечно-включенные тиристоры. Там же на рис. 7.8 показана активная нагрузка Н, распределенная по фазам А, В, С.

Устройства синхронизации УС-А, УС-В, УС-С выполнены на базе последовательно включенных РП1, РП2 с выходным инвертором Ин.2 и амплитудными модуляторами АМ1, АМ2 (см. рис. 7.8) и представляют собой каскадное интегрирующее УС с синхронизацией развертывающих преобразователей со стороны информационного входа, подробно рассмотренного в п. 3.4.3, табл. 3.9.

При выполнении условия $(T_0)^{-1} = (T_c)^{-1}$ каждый из РП1, РП2 создает фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами -90 эл. град (рис. 7.9 б, г). Здесь $T_0 = 4\bar{b}T_{\text{и}}$ – период собственных автоколебаний РП1, РП2 при отсутствии синхронизирующего сигнала; $\bar{b} = |b/A|$ – нормированная величина порогов переключения $\pm b$ РЭ1, РЭ2 по отношению к их амплитуде импульсов $\pm A$ на выходе; $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирования.

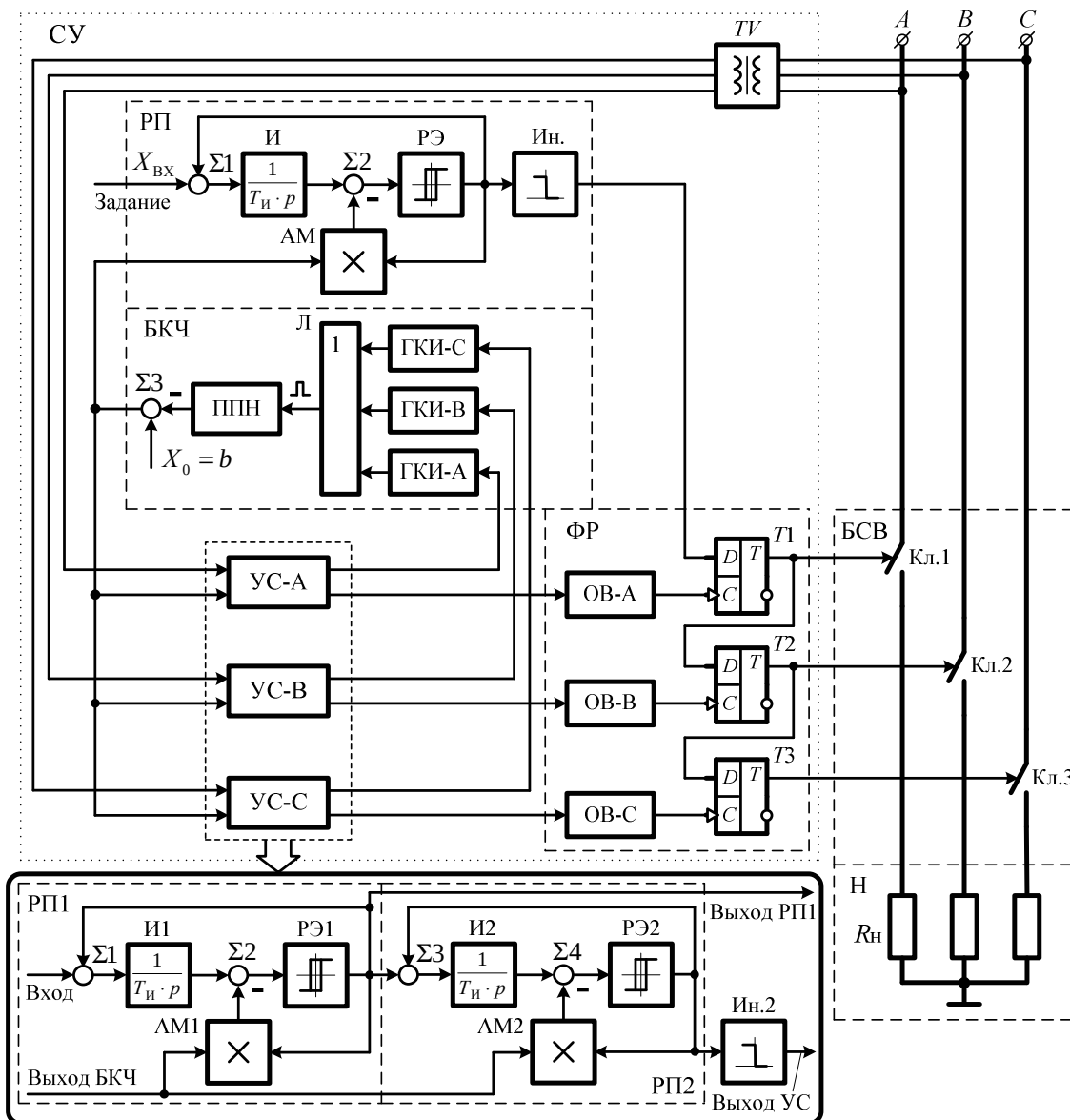


Рис. 7.8. Функциональная схема частотно-широтно-импульсного регулятора переменного напряжения с адаптивной интегрирующей системой управления

В результате этого на выходе каскадных интегрирующих УС-А, УС-В, УС-С формируются логические сигналы, длительность которых соответствует «положительным» полуволнам напряжения сети соответствующих фаз

(см. рис. 7.9 а–д). При этом устройства синхронизации обладают высокой помехоустойчивостью как к гармоническим, так и к коммутационным помехам со стороны напряжения сети, а также способностью адаптироваться к колебаниям амплитуды напряжения сети, что является прямым следствием замкнутого характера структуры РП1, РП2 и наличия интегратора И в прямом канале регулирования (см. рис. 7.8).

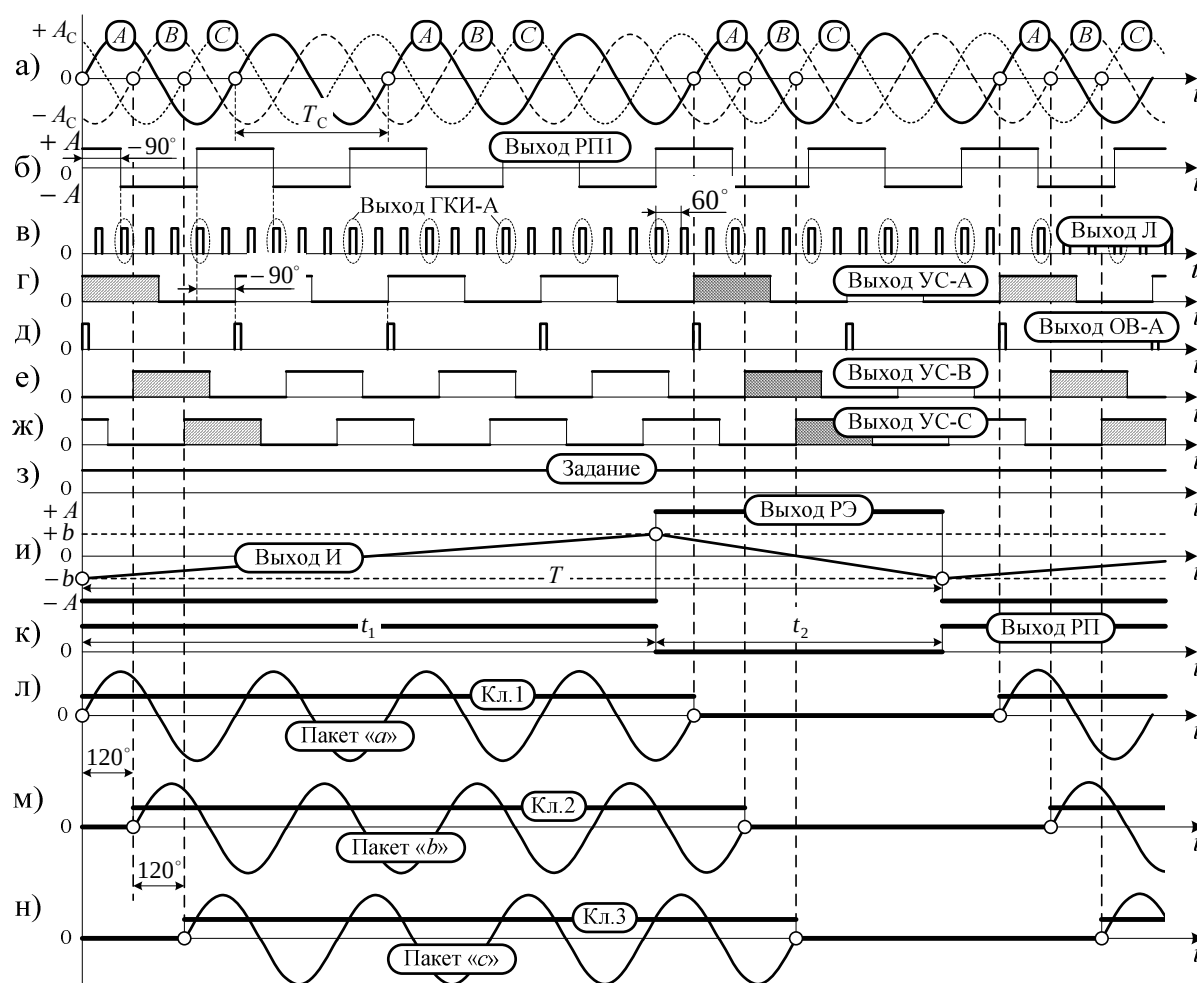


Рис. 7.9. Временные диаграммы сигналов частотно-широотно-импульсного регулятора переменного напряжения

Силовые ключи переменного тока Кл.1–Кл.3 работают в режиме частотно-широотно-импульсной модуляции с частотой $f = (T)^{-1}$ выходных импульсов РП (см. рис. 7.9 и), равной $f = f_0 \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2)$. Здесь $f_0 = 1/4\bar{b}T_{\text{и}}$ – частота собственных автоколебаний РП при нулевом значении сигнала управления X_{BX} ; $\bar{X}_{\text{BX}} = |X_{\text{BX}} / A|$ – нормированное значение входного сигнала управления X_{BX} по отношению к амплитуде $\pm A$ импульсов на выходе РЭ (см. рис. 7.9 и). Частота собственных автоколебаний f_0 РП выбирается на уровне до-

лей–единиц Гц. Инвертор Ин. служит для преобразования биполярных выходных импульсов РЭ (см. рис. 7.9 и) в однополярный сигнал (см. рис. 7.9 к), необходимый для последующего согласования с элементами цифровой электроники.

На выходе РПН формируются «пакеты» синусоидального напряжения сети «а», «b», «с» с целым числом периодов (см. рис. 7.9 л–н). Это оказывается возможным благодаря одновибраторам ОВ-А, ОВ-В, ОВ-С, которые генерируют короткие импульсы по переднему фронту сигнала с выходов УС-А, УС-В, УС-С (см. рис. 7.9 д, импульсы ОВ-В, ОВ-С не показаны) и D-триггерам Т1–Т3, формирующие импульсы управления для включения силовых ключей Кл.1–Кл.3 (см. рис. 7.9 л–н). При этом «пакеты» в каждой последующей фазе отстают от «пакета» предыдущей фазы на 120 эл. град (см. рис. 7.9 л–н).

Регулировочная характеристика $\gamma = f(\bar{X}_{\text{BX}})$ РПН с ЧШИМ является линейной (см. п. 2.1, табл. 2.2, рис. 7) и определяется из выражения $\gamma = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{BX}})$, где $\gamma = t_1/T$ – коэффициент заполнения или относительное время включения t_1 силовых ключей Кл.1–Кл.3 по отношению к периоду T импульсов на выходе РП (см. рис. 7.9 и, к).

Применение режима ЧШИМ в РПН позволяет улучшить помехоустойчивость системы управления со стороны информационного входа за счет замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале регулирования, а для силовых ключей получить фактически неограниченный диапазон регулирования. Действительно, при широтно-импульсной модуляции $t_1 = 0,5T_0 \cdot (1 + \bar{X}_{\text{BX}})$, $t_2 = 0,5T_0 \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}})$ и период $T = t_1 + t_2 = T_0$ (см. п. 2.1, табл. 2.1), где T_0 – в общем случае параметр схемы ШИМ или ЧШИМ, имеющий размерность времени. В случае ЧШИМ $t_1 = 0,5T_0 / (1 - \bar{X}_{\text{BX}})$, $t_2 = 0,5T_0 / (1 + \bar{X}_{\text{BX}})$, $T = T_0 / (1 - \bar{X}_{\text{BX}}^2)$ (см. п. 2.1, табл. 2.2). Тогда диапазон регулирования $D = t_2 / T_0 = 0,5 \cdot (1 - \bar{X}_{\text{BX}})$ для силовых ключей при ШИМ заведомо ограничен величиной входного сигнала $\bar{X}_{\text{BX}}$, так как $D \neq 0$, а для ЧШИМ $D = t_2 / T_0 = 0,5 / (1 + \bar{X}_{\text{BX}})$ практически неограничен. Приведенные соотношения не учитывают дискретность РПН, которая равна одному периоду T_c напряжения сети. При этом из-за некрatного соотношения частоты $f = (T)^{-1}$ выходного сигнала РП (см. рис. 7.9 и) и частоты $(T_c)^{-1}$ напряжения сети (см. рис. 7.9 а), неизбежно возникающего в

системе с ЧШИМ при изменении сигнала управления $X_{\text{вх}}$ (см. рис. 7.9 з), «пакеты» синусоидального напряжения «а», «b», «с», поступающие в нагрузку, могут отличаться друг от друга по количеству содержащихся в них периодов T_c . Однако данная ошибка дискретности не превышает одного периода T_c напряжения сети, носит периодический характер и, как показала практика, не оказывает заметного влияния на показатели качества системы управления в целом.

В случае нестабильности частоты напряжения сети в систему управления РПН введен блок коррекции частоты БКЧ (см. рис. 7.8), состоящий из преобразователя периода в напряжение ППН, сумматора $\Sigma 3$ с источником опорного напряжения $X_0 = b$ и генераторов коротких импульсов ГКИ-А, ГКИ-В, ГКИ-С, формирующие импульсы с малой длительностью по переднему и заднему фронтам сигнала с выхода РП1 каскадных УС-А, УС-В, УС-С (см. рис. 7.9 б, в, импульсы ГКИ-В, ГКИ-С не показаны), которые затем суммируются при помощи логического элемента Л типа «ЗИЛИ». В результате этого импульсы на выходе элемента Л следуют друг за другом через 60 эл. град (см. рис. 7.9 в), что позволяет с высокой скоростью измерять частоту напряжения сети. Принцип работы БКЧ подробно был рассмотрен в п. 3.4.1, табл. 3.7.

В адаптивной интегрирующей системе управления регулятора напряжения (см. рис. 7.8) БКЧ обеспечивает автоподстройку частоты собственных автоколебаний $f_0 = 1/4bT_{\text{и}}$ во всех развертывающих преобразователях при изменении частоты $(T_c)^{-1}$ напряжения сети за счет коррекции порогов переключения $\pm b$ в РП при помощи амплитудных модуляторов. В результате этого в УС-А, УС-В, УС-С всегда выполняется равенство между f_0 и частотой сети $(T_c)^{-1}$, а их выходные импульсы в установившемся режиме работы всегда совпадают с моментами перехода фазных напряжений A, B, C через нулевой уровень. В РП с ЧШИМ (см. рис. 7.8) БКЧ корректирует частоту выходных импульсов f так, что при любом уровне входного сигнала управления $X_{\text{вх}}$ и при изменении частоты сети $(T_c)^{-1}$ на выходе РПН в «пакетах» всегда укладывается постоянное число периодов напряжения сети.

Следует отметить, что предложенный частотно-широотно-импульсный РПН с адаптивной интегрирующей системой управления (см. рис. 7.8) обладает простотой технической реализации и может работать как в трехфаз-

ном, так и однофазном режимах, например, от фазы A без изменения его схемной конфигурации.

Таким образом, построение системы управления РПН, на основе интегрирующего развертывающего преобразования, позволило обеспечить высокий уровень ее надежности работы в условиях нестабильных параметров источника электроснабжения и широкого частотного спектра внешних помех.

Для управления регуляторами переменного напряжения может быть применен метод многозонной модуляции [29], когда весь диапазон выходной координаты системы разбивается на несколько поддиапазонов (модуляционных зон) с плавным регулированием в пределах одной зоны и дискретным регулированием в остальных поддиапазонах. В большинстве случаев многозонное управление обеспечивает повышенную точность регулирования и минимизацию энергетических затрат на технологическом объекте. Поэтому в работах автора [30, 183, 194, 229] впервые предложены многозонные частотно-широотно-импульсные регуляторы переменного напряжения, обладающие простотой технической реализации и повышенной помехоустойчивостью, а также возможностью автоматического резервирования каналов управления.

Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с адаптивной интегрирующей системой управления (см. рис. 7.8) был внедрен в трех системах терморегулирования сушильных камер 120ЕК-2 электроцеха ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» [228, 229, 273, 324,] (см. приложение 1).

Сушильная камера СК предназначена для сушки электротехнических изделий (дросселей, трансформаторов, электродвигателей и пр.) с целью повышения их электрической прочности после ремонта.

В состав автоматизированной системы входят (рис. 7.10) непосредственно сушильная камера СК с боксом для размещения электротехнического изделия (в частности, как это показано на рисунке – трансформатор), датчик температуры D_t , теплоэлектронагреватели ТЭН, управляющая ЭВМ с периферийными устройствами ПУ ввода/вывода данных, силовой частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения РПН, преобразователь значения сопротивления в частоту импульсов ПСЧ и синхронизи-

ванный с ЭВМ мультиплексор MX , предназначенный для подключения входа ПСЧ к контролируемым цепям изделия, подвергаемого сушке.

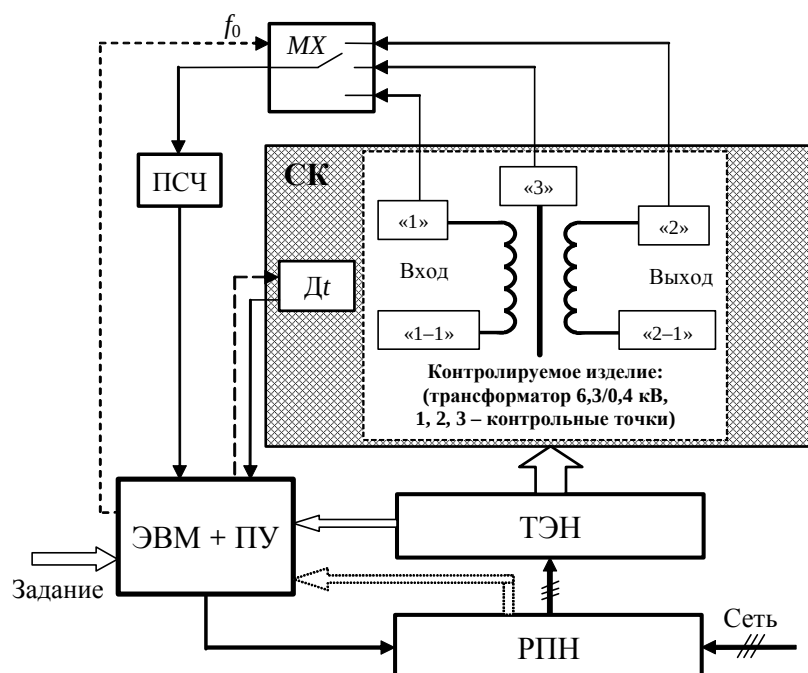


Рис. 7.10. Функциональная схема системы управления температурными режимами работы сушильной камеры 120ЕК-2 на Челябинском трубопрокатном заводе

ЭВМ осуществляет функции ПИД-регулятора системы, корректора циклограммы процесса сушки изделия в функции значения сопротивления изоляции его токоведущих цепей, диагностику работоспособности Dt , ТЭН и РПН, а также аварийное отключение объекта при возникновении катастрофических отказов функциональных блоков.

ПСЧ (рис. 7.11 а), с помощью которого контролируется сопротивление R изоляции электротехнического изделия, выполнен также на базе развертывающего преобразователя РП, включающего сумматор Σ , интегратор I , релейный элемент РЭ с порогами переключения $\pm b$, а также разделительный трехобмоточный трансформатор TV , демодулятор ДМ и умножитель напряжения УН с коэффициентом умножения k_y .

РП выполняет одновременно функции генератора несущей частоты и преобразователя значения R в частоту импульсов. Его подключение к различным точкам контроля изоляции (например, первичная обмотка – корпус, вторичная обмотка – корпус или первичная обмотка – вторичная обмотка) производится с помощью мультиплексора MX (см. рис. 7.10), синхронизированного с тактовой частотой f_0 ЭВМ. Сигнал с выхода РЭ (см. рис. 7.11 г)

подается на обмотку w_2 и трансформируется через w_3 и w_1 как в контролируемую цепь ПСЧ, так и на вход РП. При помощи демодулятора ДМ импульсы с выхода обмотки w_3 выпрямляются, а величина выпрямленного напряжения увеличивается в k_y раз.

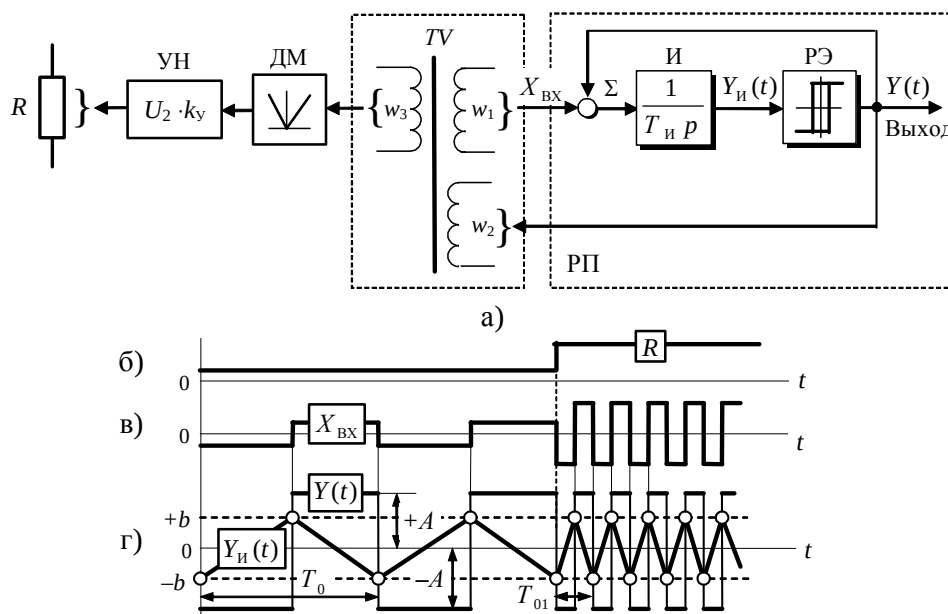


Рис. 7.11. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–г) преобразователя значения сопротивления в частоту импульсов

При малом значении сопротивления R (см. рис. 7.11 б) трансформатор TV нагружается со стороны обмотки w_3 , что вызывает уменьшение амплитуды импульсов, поступающих на вход РП с выхода обмотки w_1 (см. рис. 7.11 в). Выходные сигналы РЭ и w_1 синфазны (см. рис. 7.11 в, г), поэтому по мере роста значения R (см. рис. 7.11 б) происходит увеличение амплитуды сигнала на выходе w_1 (см. рис. 7.11 в) и частоты $(T_{01})^{-1}$ выходных импульсов РП (см. рис. 7.11 г).

В ходе технологического процесса сушки через заранее заданный интервал опроса экспериментально фиксируются и заносятся в «память» ЭВМ частота $f_{\text{ВЫХ}}$ выходных импульсов ПСЧ и соответствующее ей значение сопротивления R изоляции обмоток трансформатора. Контрольные измерения проводятся между точками «1–2», «1–3» и «2–3» (см. рис. 7.10). При этом вторые выводы «1–1» и «2–1» обмоток на первичной и вторичной сторонах трансформатора закорачиваются.

В качестве примера на рис. 7.12 приведены экспериментальные характеристики $f_{\text{ВЫХ}} = F(t)$ и $R = F(t)$ для контрольных точек «1–2» трансформато-

ра ТМЗ 630/10/6,3/0,4 кВ. Провал этих характеристик на начальной стадии сушки объясняется эффектом вытеснения влаги из трансформатора под действием температуры. Аналогичный вид имеют характеристики соответствующие точкам «1–3» и «2– 3».

Диапазон контролируемых значений сопротивлений ПСЧ находится в пределах от 200 кОм до 1,0 ГОм. Результирующая ошибка ПСЧ складывается из временной и температурной погрешности. Временная ошибка зависит, как показала практика, от электромагнитной обстановки на объекте и носит нестационарный во времени характер. Так для диапазона 200–500 МОм ее максимально зафиксированная величина составляет $\pm 10\%$, для значений более 500 МОм находится на уровне 14% , в области менее 200 МОм – не превышает $\pm 7\%$. Подобный разброс значений временной погрешности измерений объясняется тем, что по мере роста значения R уменьшается величина тока, подаваемого в контролируемую цепь от ПСЧ, что влечет за собой рост соотношения «помеха / сигнал». Соответственно усиливается влияние на измерительный процесс внешних электромагнитных наводок от силовых энергоустановок цеха.

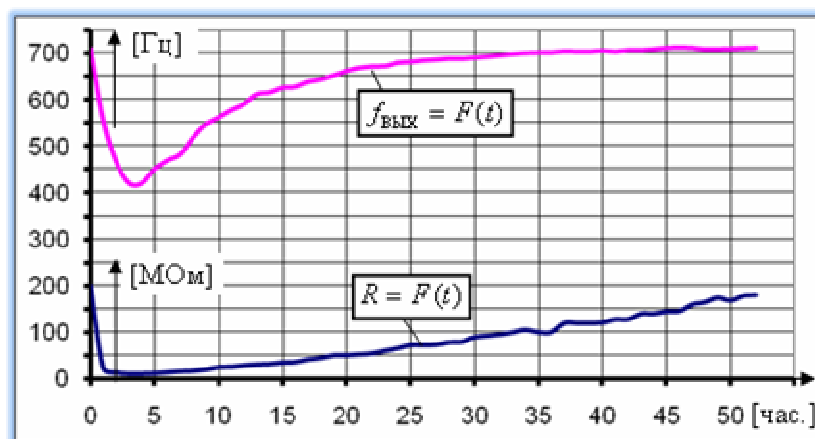
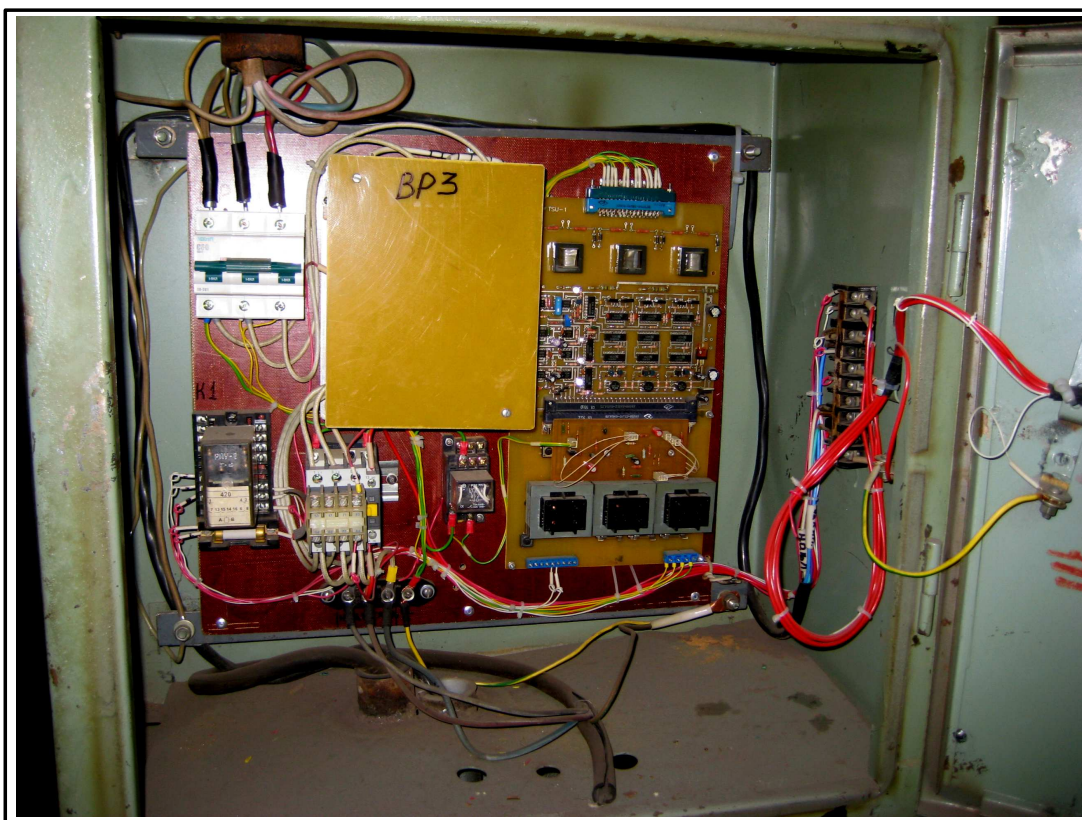


Рис. 7.12. Графики зависимостей $f_{\text{вых}} = F(t)$ и $R = F(t)$ для контрольных точек «1–2» испытуемого трансформатора

Температурная погрешность ПСЧ определялась в лабораторных условиях при отсутствии внешних электромагнитных полей и, как показали эксперименты, ее значение находится на уровне $\pm 2\%$, что в данном случае является пренебрежимо малой величиной. Интервал между тактами опроса контролируемых точек электротехнического изделия был подобран экспериментальным путем и составил 20 мин.



а)



б)

Рис. 7.13. Сушильная камера 120ЕК-2 электроцеха ОАО «ЧТПЗ» (а) и регулятор переменного напряжения совместно с адаптивной интегрирующей системой управления (б) для ее теплонагревателей

Увеличивать частоту сбора данных, как показала практика, нецелесообразно ввиду инфранизкочастотного характера процессов в сушильной камере, так как это приведет к нерациональному использованию «памяти» ЭВМ, когда в ней будет фиксироваться избыточное число близких друг другу значений параметров контролируемого изделия.

Введение системы «непрерывного» контроля сопротивления изоляции по сравнению с технологией «ручного» замера, как правило, присутствующей на объектах аналогичного функционального назначения, позволяет снизить влияние на технологический процесс человеческого фактора. В частности, из-за отсутствия объективных данных о состоянии изоляции электротехнического изделия, обслуживающий персонал зачастую специально увеличивает время сушки с целью создания определенного запаса «прочности» и гарантий качества проведенных работ. Данное обстоятельство непосредственно влечет за собой рост затрат на электроэнергию.

Проведенный службой главного энергетика ОАО «ЧТПЗ» анализ показал, что применение рассмотренной системы контроля изоляции позволило оптимизировать время сушки электротехнических изделий и сократить затраты на электроэнергию для сушильной камеры в пределах 15–20 %, причем, как показали последующие контрольные стендовые электротехнические испытания, без ущерба для качества работ.

Внешний вид сушильной камеры 120ЕК-2 электроцеха ОАО «ЧТПЗ» и регулятора переменного напряжения совместно с адаптивной интегрирующей системой управления приведены на рис. 7.13.

7.2. АДАПТИВНАЯ ИНТЕГРИРУЮЩАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ОДНОФАЗНОГО АКТИВНОГО ФИЛЬТРА-КОМПЕНСАТОРА

Снижение потерь и повышение качества электрической энергии в электрических сетях является одной из важнейших задач при решении проблемы ресурсосбережений, в частности, энергосбережений в промышленных технологических системах и комплексах [104, 295, 296, 344]. Одним из возможных вариантов решения данной проблемы является применение активных выпрямителей напряжения (АВН), которые за последнее время получили широкое применение в таких областях, как регулируемый электропривод постоянного и переменного тока [15, 237], активные фильтры и компен-

саторы реактивной мощности [176, 212, 216, 219, 255, 258, 295, 296], комбинированные системы электроснабжения [52].

АВН обеспечивают режим энергосбережения за счет рекуперации энергии в сеть при торможении исполнительного механизма, улучшают гармонический состав тока, потребляемого преобразователем из сети или возвращаемого в сеть, а также дают возможность получить желаемое значение коэффициента мощности.

Ниже рассматривается применение однофазного АВН в качестве активного фильтра-компенсатора [82, 83, 88, 99] в составе лабораторного комплекса «Энергосберегающая энергетическая электроника». Устройство обеспечивает снижение энергопотребления и улучшение качества электрической энергии, а применение интегрирующего развертывающего преобразования в системе управления способствует повышению его надежности работы и помехоустойчивости.

В основе однофазного активного фильтра-компенсатора (АФК) лежит АВН (рис. 7.14), подключаемый параллельно источнику напряжения сети. Силовой блок (СБ) АВН представляет собой однофазный транзисторный мост $T1-T4$ с обратными диодами $D1-D4$ и реактором $L1$ на входе, а также емкостным накопителем C_d на выходе. Методами модуляции, в частности, широтно-импульсной, на зажимах моста a, b с помощью ключей $T1-T4$ формируются импульсы напряжения u_{ab} в соответствии с требуемым законом регулирования. После фильтрации этого напряжения реактором $L1$ в сеть переменного напряжения u_1 поступает компенсирующий ток i_k , мгновенное значение которого изменяется в соответствии с функцией модуляции напряжения U_d , которое на выходе преобразователя поддерживается постоянным за счет его системы управления. Изменяя функцию модуляции, можно получить компенсирующий ток с различными мгновенными значениями во времени.

На входе АВН установлен электромагнитный (сетевой) фильтр (ЭМФ), предназначенный для предотвращения проникновения в сеть высокочастотных гармоник, соответствующих частотному спектру ШИМ.

Для синхронизации преобразователя с сетью в системе управления используется датчик напряжения ДН1 и блок синхронизации БС (см. рис. 7.14), на выходе которого формируется опорный единичный синусоидаль-

ный сигнал $\sin(\omega t)$. В ячейке ЯС осуществляется фазовый сдвиг синусоидального воздействия на заданный угол $\varphi_{\text{зад}}$, что обеспечивает требуемый $\cos\varphi$ на входе преобразователя. С целью достижения наиболее высоких энергетических показателей в системе рекомендуется задавать $\varphi_{\text{зад}} = 0$.

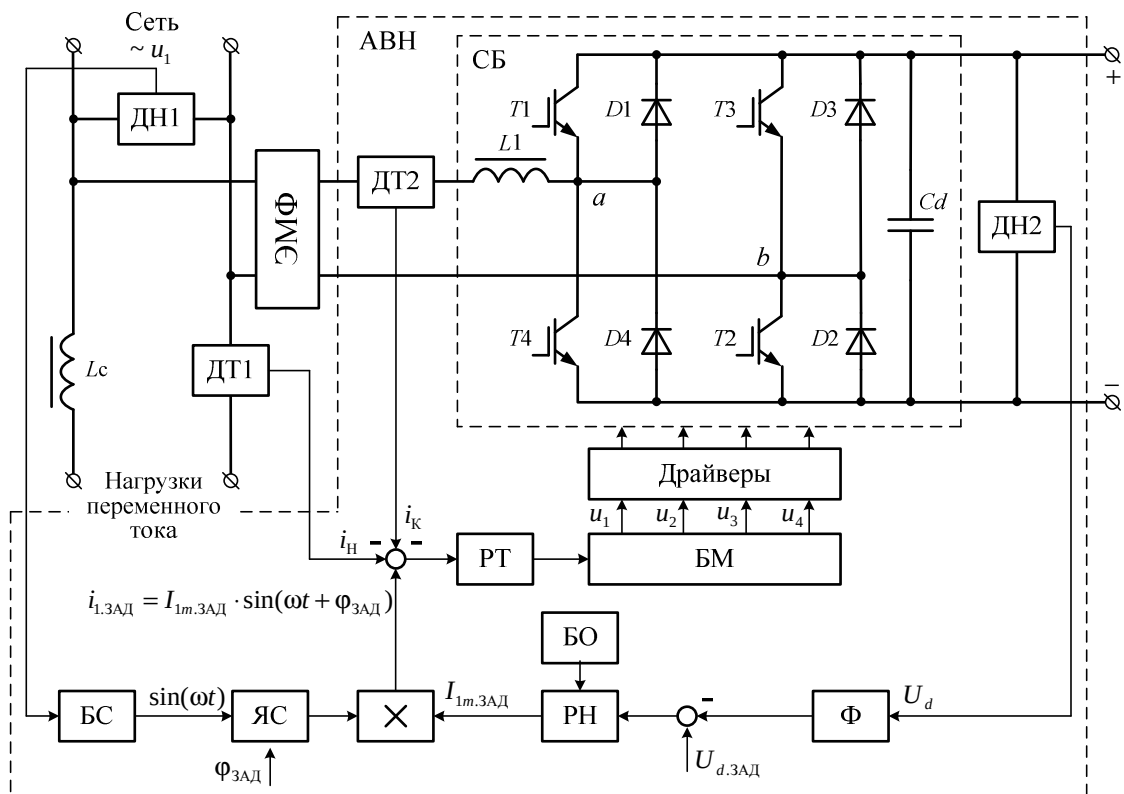


Рис. 7.14. Функциональная схема однофазного активного фильтра-компенсатора

Для стабилизации выпрямленного напряжения U_d на конденсаторе C_d и расчета амплитуды заданного тока $I_{1m.зад}$ в системе управления введен внешний контур напряжения, состоящий из датчика напряжения ДН2, сглаживающего фильтра Φ , источника сигнала задания $U_{d.зад}$ и пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора напряжения РН с блоком ограничения БО, ограничивающим амплитуду потребляемого тока $I_{1m.зад}$. При помощи умножителя формируется мгновенное значение заданного тока $i_{1зад} = I_{1m.зад} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{\text{зад}})$. Закон изменения компенсирующего тока i_k обеспечивается внутренним контуром регулирования, состоящим из реактора $L1$, датчика тока ДТ2 и ПИ-регулятора тока РТ.

Блок модуляции (БМ) осуществляет переключение силовых транзисторов $T1-T4$ (см. рис. 7.14) в режиме ШИМ по несимметричному закону управления (однополярная модуляция) с удвоением частоты импульсов на

выходе преобразователя [82, 99, 218]. Драйверы в системе управления обеспечивают потенциальную развязку и усиление управляющих импульсов [40].

Для устранения искажений токов, создаваемых нелинейной нагрузкой, в систему управления АФК введен датчик тока ДТ1 (см. рис. 7.14), выходная координата которого предназначена для расчёта компенсирующего тока i_k преобразователя в соответствии с выражением $i_k = i_1 - i_n$, где i_1 – мгновенное значение синусоидального тока, потребляемого из сети; i_n – ток, потребляемый нелинейными нагрузками.

БМ (рис. 7.15 а) состоит из двух интегрирующих развертывающих преобразователей РП1 и РП2 с ШИМ-2 (см. п. 2.1, табл. 2.2) с выходными логическими инверторами Ин.1, Ин.2, генератора пилообразного напряжения ГПН, общего для РП1 и РП2, инвертора Ин., формирующий взаимно инверсные сигналы управления $X_{вх}$ и $-X_{вх}$, и распределителя импульсов РИ.

Интегрирующие РП1 и РП2 с ШИМ-2 представляют собой замкнутые системы, состоящие из сумматоров $\Sigma 1$ – $\Sigma 4$, интеграторов И1, И2 с постоянной времени $T_{и2}$ и релейных элементов РЭ1, РЭ2 с безгистерезисной и симметричной относительно нуля характеристиками (см. рис. 7.15 а).

Перевод РП1 и РП2 в режим вынужденных переключений производится от генератора пилообразного напряжения ГПН, формирующего сигнал ведущей развертывающей функции $Y_{и}(t)$ с линейно нарастающим и спадающим фронтами (см. рис. 7.15 в). ГПН представляет собой замкнутую автоколебательную систему, состоящую из интегратора И и релейного элемента РЭ с симметричными порогами переключения (см. рис. 7.15 а). Несущая частота ГПН $f_0 = 1/(4\bar{A}_{ГПН}T_{и1})$, где $\bar{A}_{ГПН} = |A_{ГПН}/A|$ – нормированная амплитуда пилообразного напряжения или нормированное значение порогов переключения РЭ; $T_{и1}$ – постоянная времени интегрирования интегратора в ГПН; $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ в ГПН, выбираемая равной амплитуде импульсов на выходе РЭ1 и РЭ2 в РП1 и РП2 (см. рис. 7.15 г, д).

Ведомые развертки $Y_{и1}(t)$, $Y_{и2}(t)$ в РП1 и РП2 формируются в результате интегрирования суммы или разности выходных импульсов $Y_1(t)$, $Y_2(t)$ релейных элементов РЭ1, РЭ2 и входных воздействий $\pm X_{вх}$ (см. рис. 7.15 б–д). Переключение ключей Т1–Т4 в стойках моста АФК происходит в моменты равенства ведомых $Y_{и1}(t)$, $Y_{и2}(t)$ и ведущей $Y_{и}(t)$ разверток (см. рис. 7.15 в).

Статическая функция преобразования РП определяется из выражения $\gamma = t_{2n}/T_0 = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{BX})$, где γ – коэффициент заполнения импульсов силовых ключей; t_{2n} – интервал времени включенного состояния ключей Т2, Т4 (см. рис. 7.15 г, д); $T_0 = 1/f_0$ – период ШИМ; f_0 – несущая частота ГПН; $\bar{X}_{BX} = |X_{BX}/A|$ – нормированное значение сигнала управления; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе РЭ1, РЭ2 (см. рис. 7.15 г, д).

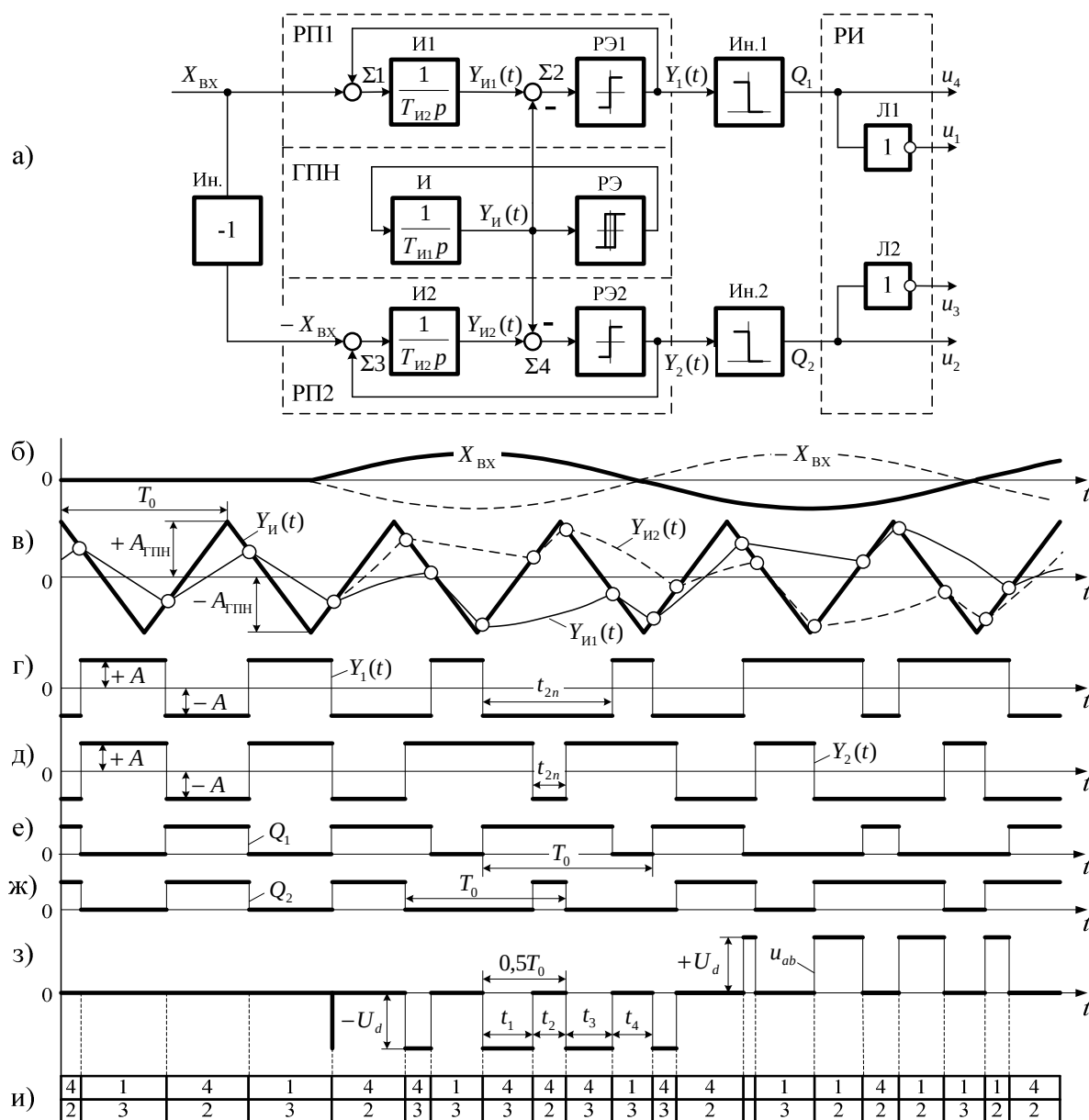


Рис. 7.15. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–и) интегрирующего блока модуляции системы управления однофазного АФК

Выходные инверторы Ин.1, Ин.2 (см. рис. 7.15 а) служат для преобразования биполярных выходных импульсов $Y_1(t)$, $Y_2(t)$ релейных элементов РЭ1, РЭ2 (см. рис. 7.15 г, д) в однополярные сигналы Q_1 , Q_2 (см. рис. 7.15 е,

ж), что необходимо для подключения к распределителю импульсов управления РИ (см. рис. 7.15 а).

Импульсами Q_1 осуществляется управление ключами $T1$, $T4$ первой стойки моста, а импульсами Q_2 – ключами $T2$, $T3$ второй стойки моста (см. рис. 7.14, 7.15 е, ж). Логические инверторы Л1 и Л2 в РИ (см. рис. 7.15 а) обеспечивают противофазное переключение силовых ключей в стойках моста.

При $X_{BX} = 0$ РП1 и РП2 формируют два одинаковых сигнала Q_1 и Q_2 (см. рис. 7.15 е, ж), в результате чего в проводящем состоянии одновременно находятся либо ключи $T1$, $T3$, либо – $T2$, $T4$ (см. рис. 7.15 и). Напряжение на зажимах стойки моста $u_{ab} = 0$ (см. рис. 7.15 з).

При $X_{BX} > 0$ происходит увеличение продолжительности включения ключа $T4$ при одновременном сокращении длительности открытого состояния $T2$ (см. рис. 7.15 е, ж). В результате на интервалах времени t_1 и t_3 в проводящем состоянии оказываются ключи $T3$, $T4$, расположенные по диагонали моста (см. рис. 7.15 з, и), и напряжение $u_{ab} = -U_d$ (см. рис. 7.15 з), где U_d – постоянное напряжение на выходе АФК. В интервалах t_2 и t_4 всегда открыты либо ключи $T2$, $T4$, либо $T1$, $T3$ (см. рис. 7.15 з, и). Тогда напряжение $u_{ab} = 0$ (см. рис. 7.15 з). При $X_{BX} < 0$ происходит изменение знака напряжения на выходе преобразователя $u_{ab} > 0$ (см. рис. 7.15 з) за счет срабатывания ключей $T1$, $T2$, расположенных в противоположной диагонали моста.

Поскольку две стойки моста управляются независимо, частота импульсов на выходе преобразователя равна удвоенному значению несущей частоты ШИМ $f_0 = (T_0)^{-1}$ системы управления (см. рис. 7.15 е–з). Это дает соответствующее улучшение гармонического спектра выходного напряжения АФК [98, 139]. Переход к однополярной модуляции обеспечивает также меньший уровень пульсаций тока дросселя $L1$ АФК по сравнению с двухполярной модуляцией [218, 259], а удвоению частоты импульсов на выходе АФК позволяет в два раза повысить помехоустойчивость системы управления, за счет увеличения эквивалентной постоянной времени РП1 и РП2 $T_{\Sigma} \approx 0,27 \cdot \bar{T}_{и2} \cdot T_0$ (см. п. 2.2.4, рис. 2.9). Здесь $\bar{T}_{и2} = T_{и2} / T_{и1}$ – относительная постоянная времени интегратора в РП1 и РП2, выбираемая в диапазоне $2,1 \leq \bar{T}_{и2} \leq 3,0$, когда разрешается компромисс между помехоустойчивостью и быстродействием РП.

Для несимметричного алгоритма переключения силовых ключей с удвоением частоты импульсов на выходе преобразователя [82, 99] индуктивность L_1 реактора

$$L_1 = \frac{U_d \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{4 \cdot \Delta i_L \cdot f_0}, \quad (7.3)$$

а для симметричного способа управления [98, 259]

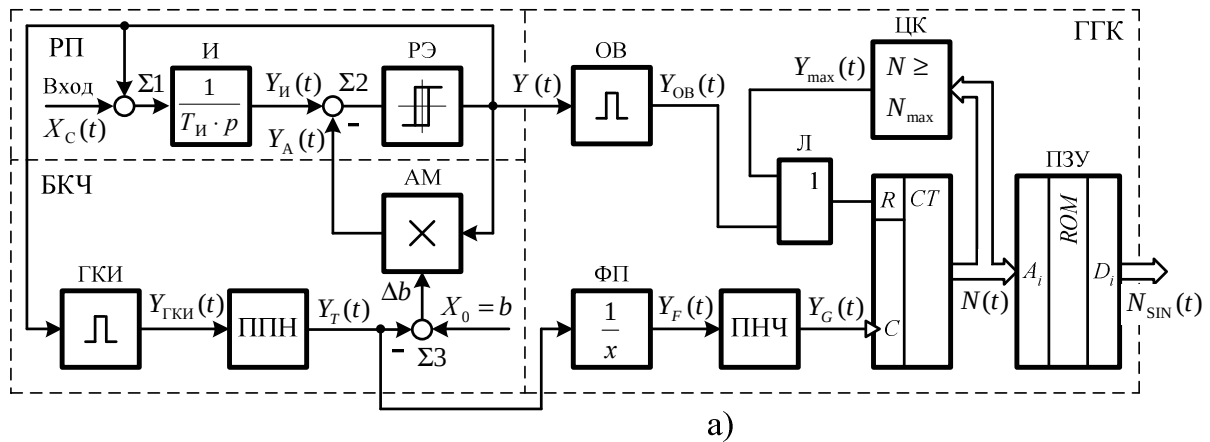
$$L_1 = \frac{U_d \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{\Delta i_L \cdot f_0}. \quad (7.4)$$

Сравнение выражений (7.3), (7.4) позволяет сделать вывод, что несимметричный алгоритм переключения силовых ключей с удвоением частоты импульсов на выходе преобразователя позволяет при сохранении амплитуды пульсаций тока Δi_L в реакторе L_1 , несущей частоты ШИМ f_0 системы управления и напряжения на выходе преобразователя U_d в четыре раза снизить индуктивность L_1 на входе АФК, а, значит и индуктивность реактора L_C на входе подключения нагрузок переменного тока (см. рис. 7.14). Это значительно уменьшает массогабаритные показатели АФК и повышает его быстродействие.

Кроме того, применение интегрирующих РП1 и РП2 с ШИМ-2 в блоке модуляции обеспечивает высокую помехоустойчивость системы управления АФК по отношению к сигналам внешних помех с частотным спектром близким или превышающим частоту несущих колебаний f_0 РП [71, 82].

Одним из наиболее уязвимых с позиций помехоустойчивости каналов системы управления АФК является блок синхронизации БС (см. рис. 7.14), которой в большинстве практических случаев строится на основе каскада «фильтр–УС–НФ» (см. п. 3.3.1, табл. 3.2). Недостаток такого решения очевиден – при изменениях амплитуды и/или частоты напряжения сети на его выходе возникает ошибка угла синхронизации (см. табл. 3.2, рис. 3), что неизбежно приводит к ухудшению энергетических показателей АФК: коэффициента мощности χ и $\cos\phi$. Поэтому в системе управления однофазного АФК (см. рис. 7.14) используется адаптивный интегрирующий БС, построенный на основе УС–ИФ, впервые предложенного автором в работе [197] и подробно рассмотренного в п. 3.4.1, табл. 3.7, совместно с цифровым генератором гармонических колебаний ГГК (см. рис. 7.16 а). В состав адаптивного УС–ИФ входит развертывающий преобразователь РП,

работающий в режиме внешней синхронизации с частотой напряжения сети, и блок коррекции частоты БКЧ (см. рис. 7.16 а).



В п. 3.4.1 было показано, что адаптивное УС–ИФ обеспечивает автоподстройку своих характеристик в установившемся режиме при нестабильности амплитуды и частоты напряжения сети в пределах $\pm 50\%$ и выше, когда угол синхронизации α_c остается постоянным и равным -90 эл. град (см. рис. 7.16 б, в) при условии выполнения равенства $T_c = T_0$, где T_c , T_0 – период напряжения сети и собственных автоколебаний РП соответственно.

Формирование опорного единичного напряжения $\sin(\omega t)$ осуществляется при помощи цифрового генератора гармонических колебаний ГГК (см. рис. 7.16 а), включающий в себя двоячный суммирующий счетчик CT , постоянное запоминающее устройство

ПЗУ, преобразователь напряжения в частоту импульсов ПНЧ, функциональный преобразователь ФП математической функции $(1/x)$, одновибратор ОВ, цифровой компаратор ЦК и логический элемент Л типа «2ИЛИ».

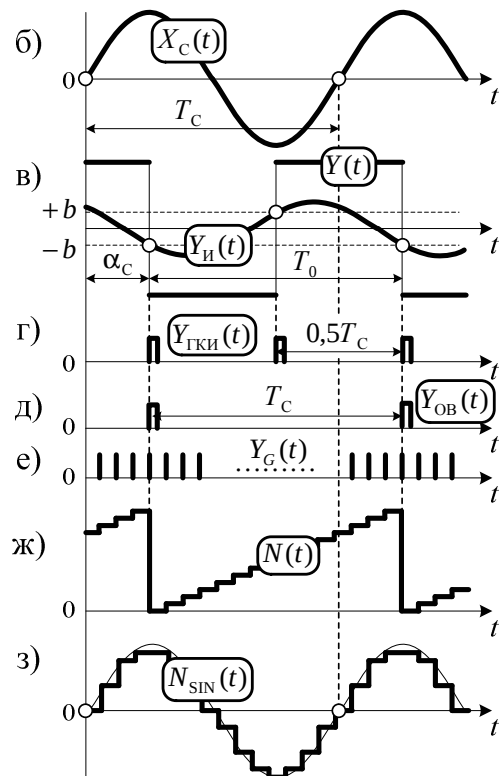


Рис. 7.16. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–з) адаптивного интегрирующего блока синхронизации, входящего в состав системы управления однофазного АФК

Синхронизация ГГК с напряжением сети $X_C(t)$ осуществляется импульсами $Y_{ОВ}(t)$ (см. рис. 7.16 д) с выхода ОВ, которые через логический элемент Л типа «2ИЛИ» устанавливают в счетчике СТ начальный нулевой код (см. рис. 3.16 ж). Запуск одновибратора ОВ происходит по заднему фронту сигнала с выхода РП (см. рис. 7.16 в, д).

ФП выделяет сигнал $Y_F(t)$, прямо пропорциональный удвоенному значению частоты напряжения сети $(0,5T_C)^{-1}$ (см. рис. 7.16 г), который затем преобразуется с помощью ПНЧ в импульсы $Y_G(t)$ с частотой $(T_G)^{-1}$ (см. рис. 7.16 е). Для достижения повышенной временной и температурной стабильности характеристик и помехоустойчивости в адаптивном УС (см. рис. 7.16 а) используется интегрирующий ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией (см. п. 5.3.1, табл. 5.1).

Счетчик СТ формирует адресную развертывающую функцию $N(t)$ (см. рис. 7.16 ж), где каждое значение кода N_i является кодом адреса соответствующей ячейки памяти в ПЗУ, в которой хранится значение кода $N_{\sin}(t)$ (см. рис. 7.16 з), аппроксимирующего функцию $\sin(\omega t + 90^\circ)$, так как выходные импульсы РП отстают по фазе от напряжения сети $X_C(t)$ на угол $\alpha_C = -90$ эл. град (см. рис. 7.16 б, в).

Цифровой компаратор ЦК формирует импульс сброса $Y_{\max}(t)$ в случае возникновения на выходе счетчика СТ кода $N \geq N_{\max}$, предотвращая тем самым обращение к ПЗУ по несуществующему адресу. Данная ситуация возникает в переходном режиме УС при резком изменении как амплитуды, так и частоты напряжения сети.

Результаты исследований адаптивного интегрирующего БС (см. рис. 7.16 а) показали, что в динамических режимах допустимая скорость изменения амплитуды $\bar{S}_U$ за один период напряжения сети и частоты S_f за 1 сек составляет $\pm 11\%$ и ± 9 Гц/с соответственно при условии, что отклонение угла синхронизации в РП $\Delta\alpha_C$ не превышает ± 2 эл. град, а глубина синхронизации выбирается из условия $\pi/2 \leq \bar{A}_C \leq 8,0$ (см. рис. 7.17). Оптимальным уровнем $\bar{A}_C$ следует считать диапазон $\pi/2 \leq \bar{A}_C \leq 4,0$, когда разрешается компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью.

Адаптивный интегрирующий БС обладает также высокой помехоустойчивостью к сигналам внешним помех, наводимых со стороны напряжения сети вследствие работы силовых ВП, в том числе и АФК. Повышенная по-

мехоустойчивость достигается за счет замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале регулирования (см. п. 3.4.1).

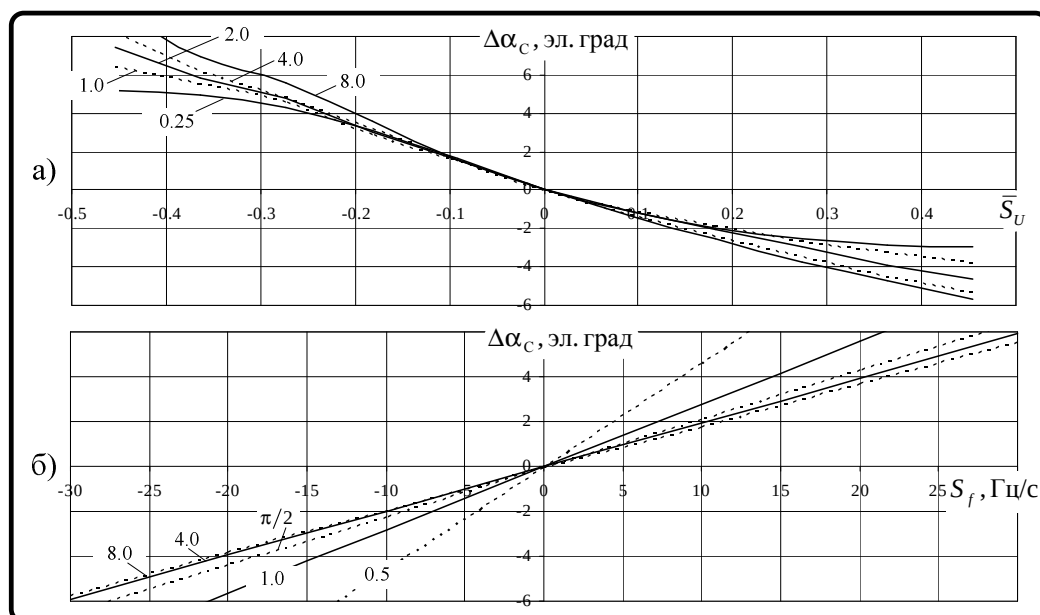


Рис. 7.17. Графики зависимостей абсолютной ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c = f(\bar{S}_U)$ (а) и $\Delta\alpha_c = f(S_f)$ (б) для адаптивного УС-ИФ при различных значениях глубины синхронизации $\bar{A}_c$

В тех случаях, когда сеть имеет стабильные параметры по частоте, в адаптивном интегрирующем БС (см. рис. 7.16 а) необходимо исключить блок коррекции частоты БКЧ, а преобразователь напряжения в частоту импульсов ПНЧ заменить на генератор импульсов со стабильной частотой, что существенно позволяет упростить и удешевить схему синхронизации.

Экспериментальные исследования однофазного активного фильтра-компенсатора (см. рис. 7.14), разработанного на кафедре электропривода ЮУрГУ и изготовленного в ООО НПП «Учтех-Профи», были проведены совместно с двухзвенным преобразователем частоты (ПЧ), состоящим из однофазного неуправляемого выпрямителя с емкостным фильтром на входе и трехфазного автономный инвертором напряжения (АИН) на выходе, нагруженного на активно-индуктивную нагрузку ($R_H = 100$ Ом; $L_H = 0,32$ Гн).

Однофазный неуправляемый выпрямитель с емкостным фильтром потребляет из сети импульсный ток i_H (рис. 7.18 в), разложение которого в ряд Фурье дает нечетные гармоники 3, 5, 7, 9 ... и т.д. (см. рис. 7.19 а). Это приводит к искажению формы напряжения сети в виде «среза» верхней части полуволны синусоидального напряжения (см. рис. 7.18 а). Поэтому коэф-

коэффициент мощности неуправляемого выпрямителя с емкостным фильтром не превышает $\chi \approx 0,6-0,8$, а $\cos\varphi$ близок к единице (см. рис. 7.19 в) по причине равенства нулю фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения сети.

На рис. 7.18 показан, каким должен быть компенсирующий ток i_k , чтобы подавить влияние высших гармоник тока, создаваемых преобразователем частоты (ток i_H), и одновременно обеспечить потребление из сети синусоидального тока i_1 , сдвинутого относительно напряжения сети u_1 на угол $\varphi = 0$. На интервалах времени t_1-t_2 и t_3-t_4 активный фильтр-компенсатор потребляет энергию из сети (см. рис. 7.18 г), запасая ее в емкостном накопителе C_d , а на интервалах t_2-t_3 и t_4-t_5 наоборот возвращает ее в сеть так, чтобы поддержать синусоидальность тока i_1 .

Для выравнивания скорости нарастания компенсирующего тока i_k АФК и тока нагрузки i_H (см. рис. 7.18 в, г), на входе преобразователя частоты установлен реактор L_c с индуктивностью, равной индуктивности реактора L_1 АФК (см. рис. 7.14). При отсутствии L_c АФК не успевал бы скомпенсировать ток i_H и в токе i_1 возникали бы существенные искажения (см. рис. 7.18 д), сводящие на нет целесообразность применения активного фильтра-компенсатора.

Таким образом, применение активного фильтра в системе электроснабжения позволяет улучшить не только спектральный состав тока, потребляемого из сети (см. рис. 7.19 б), но и снизить его действующее значение δI_1 на 16 % при выходной частоте автономного инвертора напряжения $f = 50$ Гц (см. рис. 7.19 г). Кроме того, активный фильтр позволяет получить высокий результирующий коэффициент мощности χ и $\cos\varphi$ близкий к единице (см. рис. 7.19 в). В результате улучшается эффективность передачи активной мощности через сеть и, как следствие, уменьшаются потери мощности на внутренних сопротивлениях сети. Это, в конечном итоге, позволяет уменьшить потребление электроэнергии. На рис. 7.19 г $\delta I_1 = (I_1 - I_{1(АФ)})/I_1$, где δI_1 – относительное снижение тока, потребляемого из сети; I_1 , $I_{1(АФ)}$ – действующее значение тока, потребляемого из сети, при отсутствии и наличии активного фильтра в системе соответственно.

Схема однофазного АФК (см. рис. 7.14), может также работать в режиме компенсации реактивной мощности [78, 82, 99].

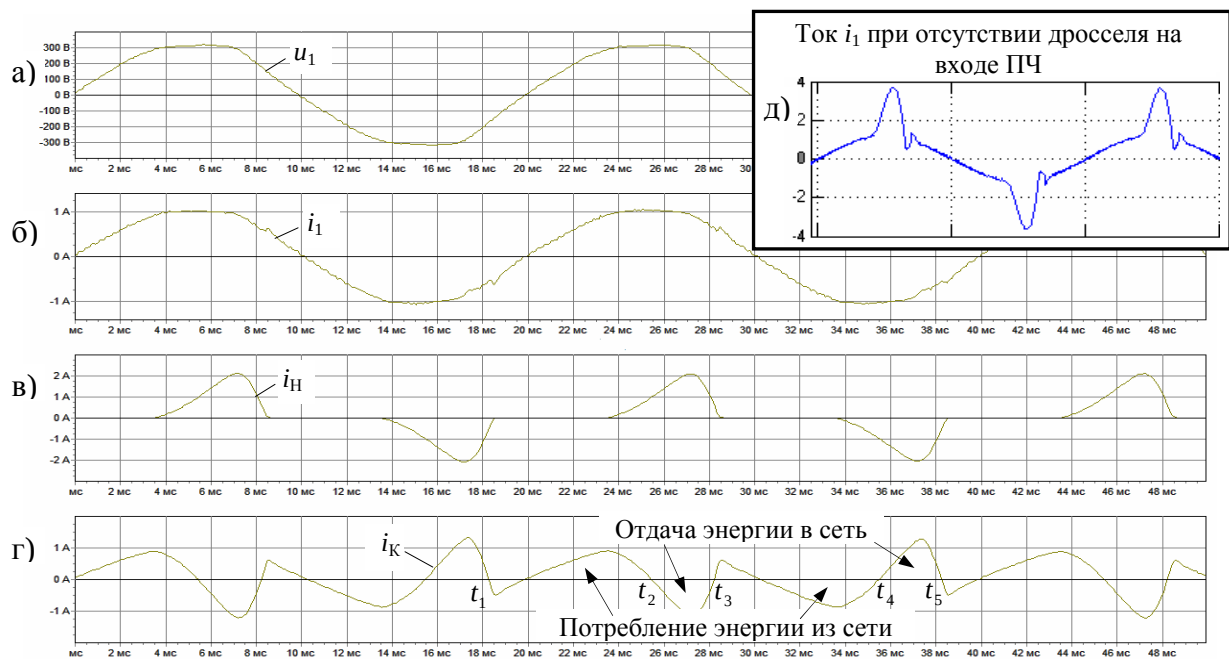


Рис. 7.18. Осциллограммы токов и напряжений однофазного АФК, работающего от общей сети с преобразователем частоты (частота на выходе АИН $f = 50$ Гц)

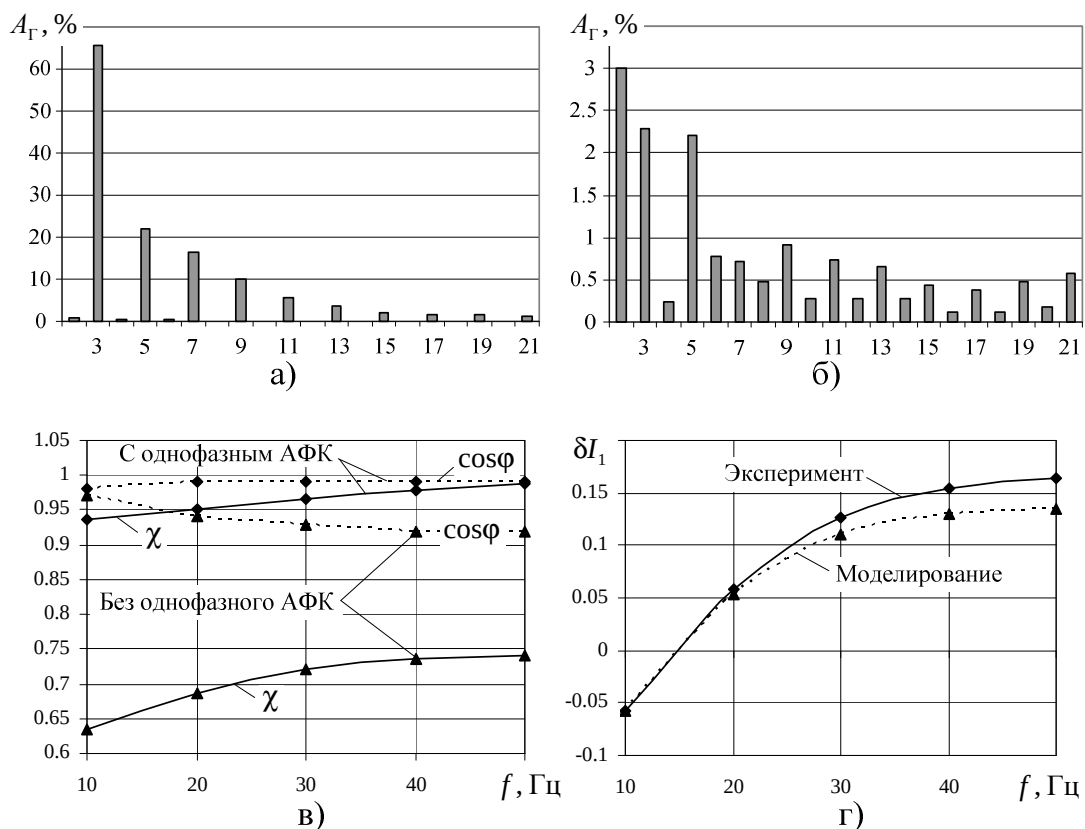


Рис. 7.19. Спектральные характеристики входного тока преобразователя частоты (а) и тока сети с активным фильтром-компенсатором (б), а также энергетические характеристики $\chi = F(f)$, $\cos \phi = F(f)$ (в) и $\delta I_1 = F(f)$ (г) однофазного АФК, работающего от общей сети с преобразователем частоты (A_g – амплитуда гармоника тока в процентах относительно основной)

На рис. 7.20 приведены осциллограммы токов и напряжений однофазного АФК, работающего от общей сети с активно-индуктивной нагрузкой (фазовый сдвиг между током и напряжением $\varphi \approx 55$ эл. град) и однофазным тиристорным преобразователем (угол управления тиристорами $\alpha \approx 30$ эл. град). Там же видно, каким должен быть компенсирующий ток i_K АФК, чтобы при включении всех нагрузок (ток i_H) из сети потреблялся синусоидальный ток i_1 , передающий необходимую активную мощность и сдвинутый относительно напряжения сети u_1 на угол $\varphi = 0$.

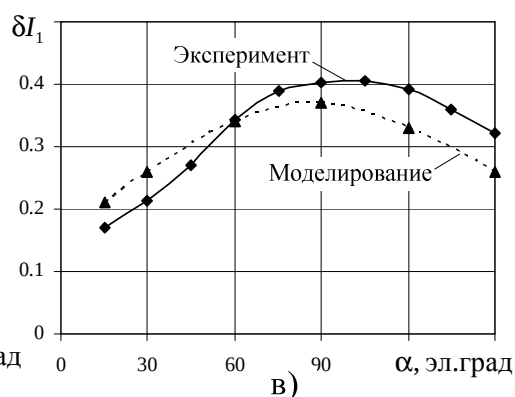
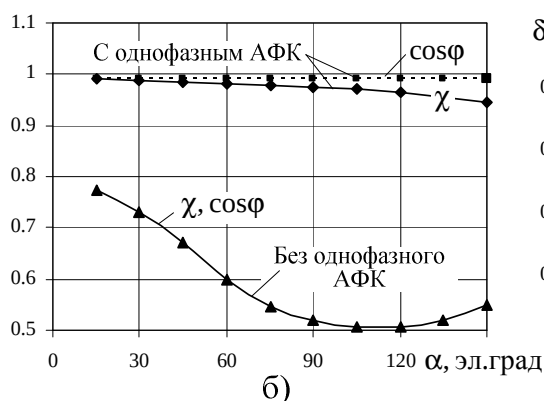
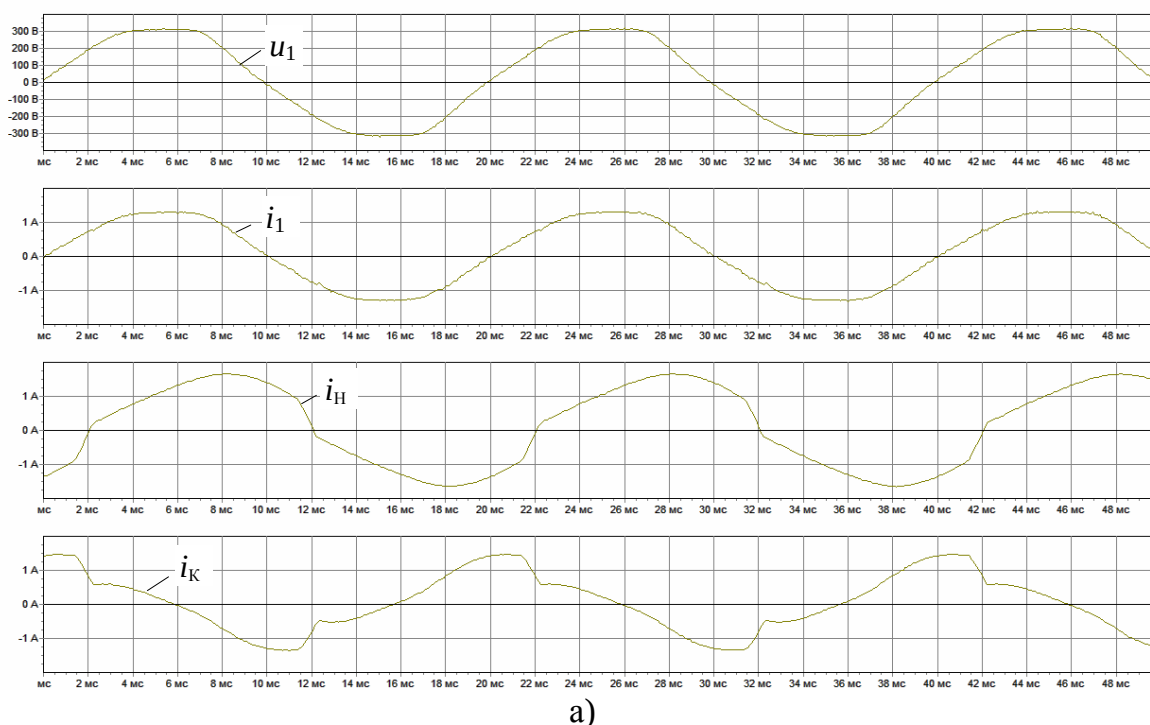


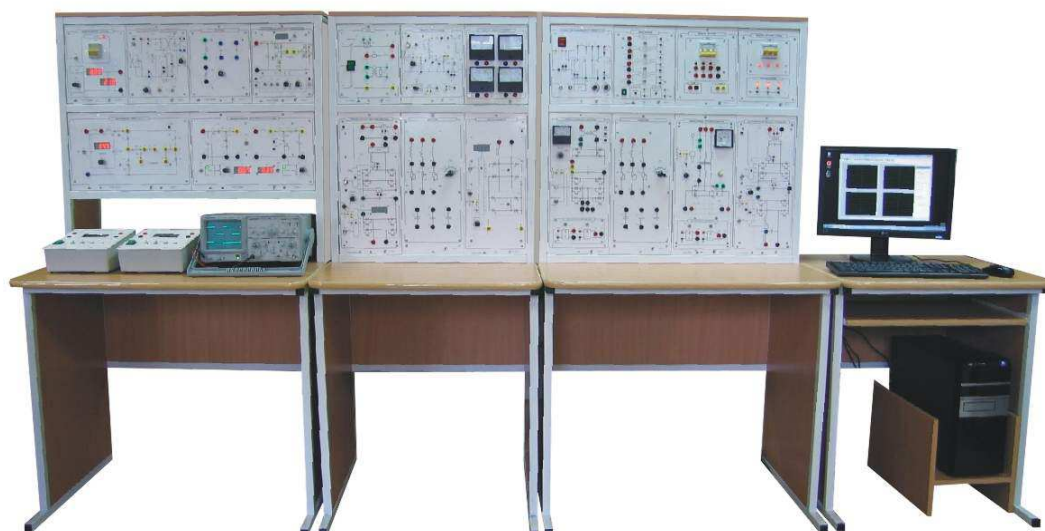
Рис. 7.20. Осциллограммы токов и напряжений (а), а также энергетические характеристики $\chi = F(\alpha)$, $\cos\varphi = F(\alpha)$ (б) и $\delta I_1 = F(\alpha)$ (в) однофазного АФК, работающего от общей сети с активно-индуктивной нагрузкой и тиристорным преобразователем ($\alpha \approx 30$ эл. град; $\varphi \approx 55$ эл. град)

Экспериментальные энергетические характеристики показали, что при отсутствии однофазного АФК и изменении угла управления α в диапазоне от 15 до 150 эл. град коэффициент мощности системы χ и $\cos\varphi$ имеют низкое значение, лежащее в пределах от 0,5 до 0,78 (см. рис. 7.20 б), а при наличии фильтра-компенсатора эти же показания близки к единице. Кроме этого, в системе наблюдается снижение действующего значения тока I_1 , потребляемого из сети. Так, например, при $\alpha = 105$ эл. град δI_1 уменьшается на 40 % (см. рис. 7.20 в). Все это однозначно свидетельствует об эффективном использовании электроэнергии и снижении потерь мощности в сети.

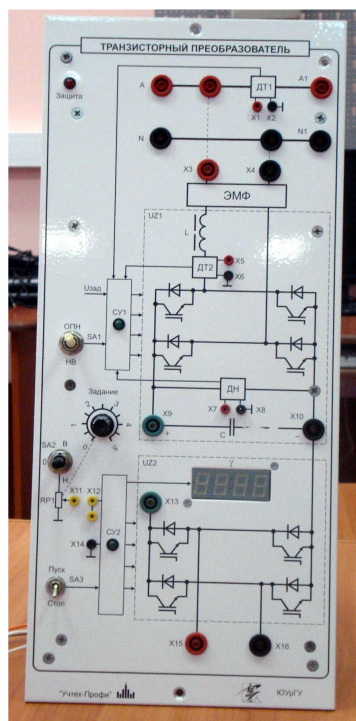
На рис. 7.19 г, 7.20 в приведены зависимости $\delta I_1 = F(\alpha)$ и $\delta I_1 = F(f)$, полученные на основе компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*, из которых видно, что относительная ошибка результатов эксперимента и моделирования не превышает 20 %. Данные расхождения объясняются тем, что в разработанной автором компьютерной модели не учтены искажения сетевого напряжения («срез» верхушек полуволн), коммутационные потери силового вентиляного блока АФК, а также потери мощности на собственные нужды силовых вентиляных преобразователей. В целом разработанная компьютерная модель является адекватной и позволяет проводить исследования однофазного АФК с другими нелинейными нагрузками.

Однофазный активный фильтр-компенсатор (см. рис. 7.14), разработанный автором, используется в лабораторном комплексе «Энергосберегающая энергетическая электроника» (рис. 7.21 а), который был изготовлен в ООО НПП «Учтех-Профи» (см. приложение 1). На стенде изучаются большинство элементов, применяемых в современных устройствах силовой электроники [19, 48, 49, 141, 235, 236]. Исследуются также все классы современных преобразователей. Особое внимание уделяется изучению и измерению энергетических показателей, а также способам улучшения показателей качества системы электроснабжения.

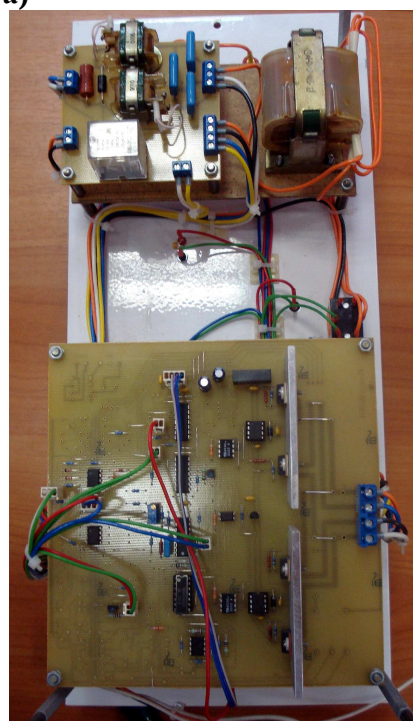
Внешний вид модуля «Транзисторный преобразователь», в состав которого входит однофазный активный фильтр-компенсатор с адаптивной интегрирующей системой управления, приведен на рис. 7.21 б, а его силовые элементы совместно с платой управления на рис. 7.21 в.



а)



б)



в)

Рис. 7.21. Общий вид лабораторного комплекса «Энергосберегающая энергетическая электроника» (а) и модуля «Транзисторный преобразователь» (б); силовые элементы и плата управления активного фильтра компенсатора (в)

7.3. НАГРУЗОЧНО-ПИТАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ВЫСОКИМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Нагрузочно-питающие устройства (НПУ) – это электротехнические устройства, обеспечивающие как нагрузку (потребление энергии), так и питание (подвод энергии) к испытываемому (исследуемому) электрическому оборудованию, в том числе и к преобразователям электрической энергии.

При испытании электрических машин, трансформаторов, автономных инверторов, тиристорных выпрямителей, преобразователей постоянного напряжения, источников вторичного электропитания, аккумуляторных батарей и других электротехнических устройств чаще всего применяются дискретно регулируемые активные, активно-индуктивные или активно-емкостные нагрузки, содержащие реостат [143]. Такие нагрузки обладают рядом существенных недостатков: трудностью одновременной плавной регулировки нагрузки во всех фазах m -фазной нагружаемой системы, трудностью регулирования угла сдвига φ между напряжением и током, невозможностью изменения направления потока мощности, а главное, вся энергия, передаваемая от исследуемого устройства, поглощается в нагрузочных реостатах, переходит в тепло, и рассеивается в окружающую среду. Вследствие этого усложняется проведение испытаний, и повышаются затраты.

НПУ, содержащие тиристорные преобразователи, позволяют осуществлять рекуперацию энергии в сеть, т.е. изменять направление потока мощности [112]. Однако, их использование возможно только на постоянном токе. Такие устройства имеют низкий коэффициент мощности и оказывают вредное влияние на сеть, генерируя высшие гармоники.

В качестве нагрузочных устройств на постоянном и переменном токе используют однофазные электронные нагрузки [66]. Они улучшают энергетические показатели, но не позволяют изменять направление потока мощности и исследовать трехфазные нагрузки.

В Южно-Уральском государственном университете на кафедре «Электропривода и автоматизации промышленных установок» разработаны как трехфазные, так и однофазные нагрузочно-питающие устройства [96, 175, 182], подключаемые к выходу нагружаемого устройства и обеспечивающие как возврат энергии в сеть переменного тока, так и ее передачу к исследуемому оборудованию (нагрузка и питание) с высокими энергетическими показателями.

7.3.1. Трехфазное нагрузочно-питающее устройство с интегрирующей системой управления

Трехфазное НПУ позволяет исследовать различные нагрузки, например, трехфазные трансформаторы, автономные инверторы напряжения, преобра-

зователи частоты, машины переменного тока в генераторном режиме и др., обеспечивая двунаправленный поток мощности: от нагрузки в сеть (режим нагрузки) и от сети в нагрузку (режим питания), а также плавное регулирование тока нагрузки и угла сдвига φ между напряжением и током во всех его фазах (имитация активно-индуктивной или активно-емкостной трехфазных нагрузок).

Трехфазное НПУ, предложенное автором в работах [95, 96, 175, 331], состоит из двух активных выпрямителей напряжения АВН1 и АВН2, соединенных между собой и с емкостным накопителем C_d на стороне постоянного тока (см. рис. 7.22). Силовые блоки СБ1, СБ2 активных выпрямителей напряжения представляют собой трехфазные транзисторно-диодные мосты с индуктивными накопителями (реакторами) $L1, L2$ на стороне переменного тока. На выходах АВН1 и АВН2 установлены электромагнитные фильтры ЭМФ1, ЭМФ2, обеспечивающие подавление высокочастотных гармоник, соответствующих частотному спектру широтно- или частотно-широтной импульсной модуляции. Если внутри исследуемого устройства нет потенциальной развязки или уровень напряжения на выходе отличается от сетевого, то АВН2 подключается к сети через трансформатор TV .

АВН2 выполняет две функции:

1) работает на сеть переменного тока, обеспечивая двунаправленный поток мощности с высокими энергетическими показателями ($\cos\varphi \approx 1,0$ и коэффициент мощности $\chi \approx 1,0$), что достигается за счет формирования синусоидального тока, совпадающего по фазе или противофазного напряжению сети; 2) стабилизирует постоянное напряжение U_d на конденсаторе C_d .

Система управления СУ2 АВН2 (см. рис. 7.22) построена по векторному принципу с ориентацией по вектору напряжения сети [15, 331].

Преобразованная трехфазная / двухфазная система координат синхронизирована с частотой и фазой напряжения сети A, B, C . Для этого в СУ2 введен блок синхронизации БС, обеспечивающий генерацию опорных единичных сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$, синхронизированных с напряжением сети через датчик напряжения ДН5.

В блоке синхронного преобразования координат dq/abc вычисляются амплитудные значения активной I_{dm} и реактивной I_{qm} составляющих токов в системе dq -координат, вращающейся относительно неподвижной системы

$\alpha\beta$ с угловой скоростью ωt напряжения сети. Вычисление токов I_{dm} и I_{qm} осуществляется с использованием единичных сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$ блока синхронизации и мгновенных значений i_a, i_b, i_c , поступающих с выхода датчиков тока ДТа, ДТb, ДТс трёх фаз преобразователя, по следующим законам:

$$\begin{cases} I_{dm} = 2[i_a \sin(\omega t) + i_b \sin(\omega t - 2\pi/3) + i_c \sin(\omega t + 2\pi/3)]/3; \\ I_{qm} = 2[i_a \cos(\omega t) + i_b \cos(\omega t - 2\pi/3) + i_c \cos(\omega t + 2\pi/3)]/3. \end{cases} \quad (7.5)$$

Для стабилизации выпрямленного напряжения U_d на емкостном накопителе C_d и расчета амплитуды активной составляющей заданного тока I_{dm}^* в систему управления СУ2 введен внешний контур напряжения, состоящий из датчика напряжения ДН4, сглаживающего фильтра Φ , сумматора $\Sigma 6$ с источником сигнала задания $U_{d.зад}$ и пропорционально-интегрального регулятора напряжения РН с блоком ограничения (см. рис. 7.22), ограничивающим амплитуду активной составляющей тока преобразователя $I_{dm.max}^*$.

Разница между реальными I_{dm}, I_{qm} и заданными I_{dm}^*, I_{qm}^* значениями токов в системе dq -координат поступают на регуляторы тока РТ_d и РТ_q пропорционально-интегрального типа для частотной коррекции сигналов рассогласования. С целью достижения высоких энергетических показателей, таких как коэффициент мощности $\chi \approx 1,0$ и $\cos\varphi \approx 1,0$, в системе рекомендуется задавать $I_{qm}^* = 0$.

В блоке обратного преобразования координат abc/dq вычисляются мгновенные значения заданных напряжений u_a^*, u_b^*, u_c^* , поступающих на вход трехфазной широтно-импульсной модуляции второго рода PWM-2 (*Pulse Widht Modulation*), с использованием единичных сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$ блока синхронизации и выходных напряжений U_d^*, U_q^* регуляторов тока РТ_d и РТ_q. Расчет производится в соответствии с выражениями:

$$\begin{cases} u_a^* = U_d^* \sin(\omega t) + U_q^* \cos(\omega t); \\ u_b^* = U_d^* \sin(\omega t - 2\pi/3) + U_q^* \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ u_c^* = U_d^* \sin(\omega t + 2\pi/3) + U_q^* \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{cases} \quad (7.6)$$

Формирование выходного трехфазного напряжения в АВН2 осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции второго рода PWM-2 [151, 154, 237, 259], широко применяемой ввиду простоты ее реализации и плавности вращения вектора напряжения.

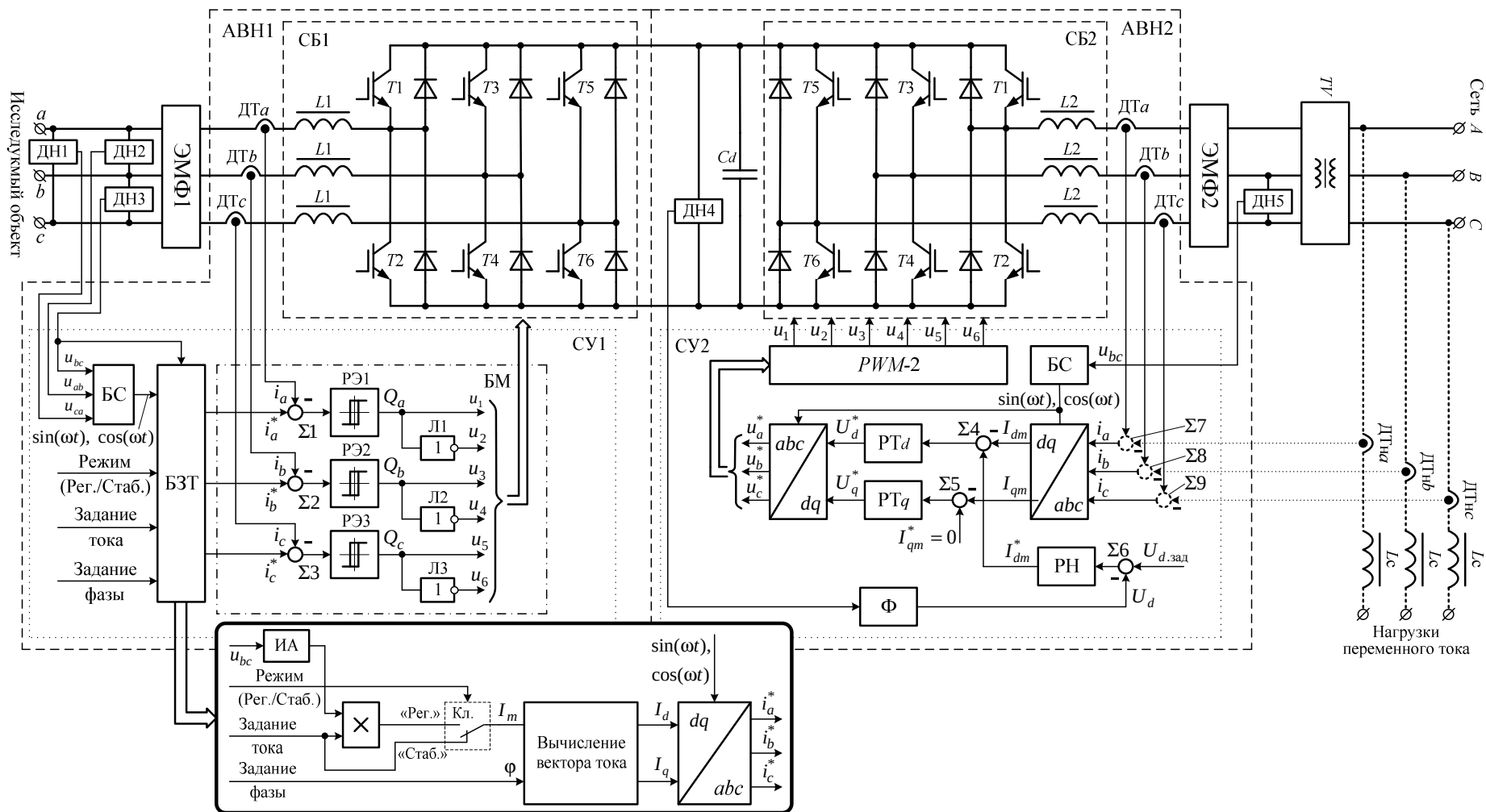


Рис. 7.22. Функциональная схема трехфазного нагрузочно-питающего устройства

Блок *PWM-2* (рис. 7.23 а) состоит из трех интегрирующих развертывающих преобразователей РП-А, РП-В и РП-С с ШИМ-2 (см. п. 2.1, табл. 2.2), генератора пилообразного напряжения ГПН, общего для РП-А, РП-В и РП-С и распределителя импульсов РИ [96].

Каждый из РП фаз *A*, *B*, *C* представляет собой замкнутую систему, включающую сумматоры $\Sigma 1$ – $\Sigma 2$, интегратор И1 с постоянной времени $T_{и2}$, релейный элемент РЭ1 с безгистерезисной и симметричной относительно нуля характеристикой, а также инвертор Ин.1 (см. рис. 7.23 а).

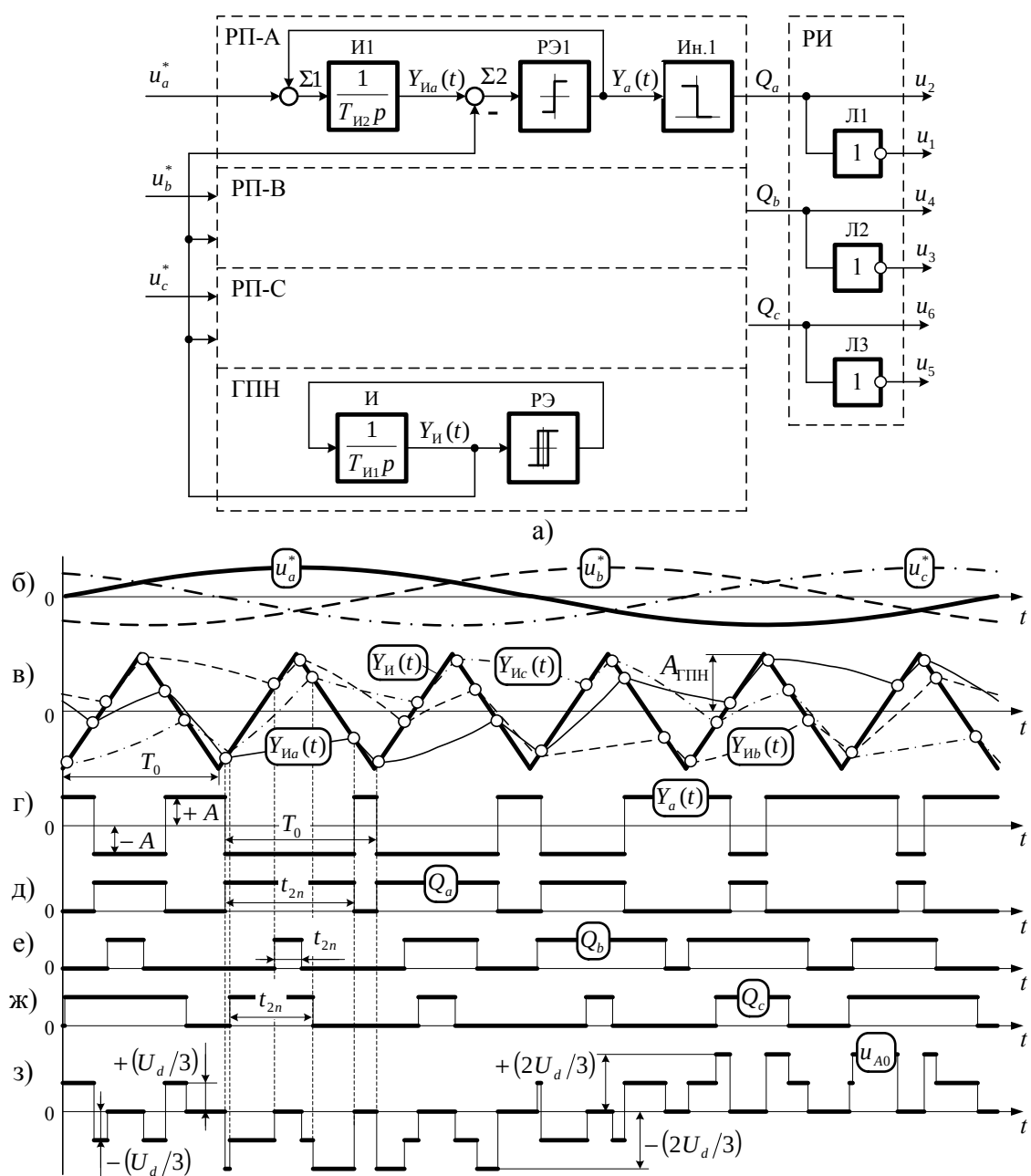


Рис. 7.23. Структурная схема блока широтно-импульсной модуляции второго рода (а) и временные диаграммы его сигналов (б–з) для трехфазного АВН2

Перевод РП-А, РП-В и РП-С в режим вынужденных переключений производится от генератора пилообразного напряжения ГПН, формирующего сигнал ведущей развертывающей функции $Y_{и}(t)$ с линейно нарастающим и спадающим фронтами (см. рис. 7.23 в). ГПН представляет собой замкнутую автоколебательную систему, состоящую из интегратора И и релейного элемента РЭ с симметричными порогами переключения (см. рис. 7.23 а). Несущая частота ГПН равна $f_0 = 1/(4\bar{A}_{ГПН}T_{и1})$, где $\bar{A}_{ГПН} = |A_{ГПН}/A|$ – нормированная амплитуда пилообразного напряжения или нормированное значение порогов переключения РЭ; $T_{и1}$ – постоянная времени интегрирования интегратора в ГПН; $\pm A$ – амплитуда выходных импульсов РЭ в ГПН, выбираемая равной амплитуде импульсов на выходе РЭ1–РЭ3 в РП-А, РП-В и РП-С (см. рис. 7.23 г).

Ведомые развертки $Y_{иa}(t)$, $Y_{иb}(t)$, $Y_{иc}(t)$ в РП-А, РП-В и РП-С формируются в результате интегрирования суммы или разности выходных импульсов $Y_a(t)$, $Y_b(t)$, $Y_c(t)$ релейных элементов РЭ1–РЭ3 и управляющих воздействий u_a^* , u_b^* , u_c^* (см. рис. 7.23 б–г). Переключение ключей $T1$ – $T6$ в стойках моста АВН2 происходит в моменты равенства ведомых $Y_{иa}(t)$, $Y_{иb}(t)$, $Y_{иc}(t)$ и ведущей $Y_{и}(t)$ разверток (см. рис. 7.23 в). Статическая функция преобразования РП определяется из выражения $\gamma = t_{2n}/T_0 = 0,5 \cdot (1 + \bar{X}_{ВХ})$, где γ – коэффициент заполнения импульсов силовых ключей; t_{2n} – интервал времени включенного состояния ключей $T2$, $T4$, $T6$ (см. рис. 7.23 д–ж); $T_0 = 1/f_0$ – период ШИМ; f_0 – несущая частота ГПН; $\bar{X}_{ВХ} = |X_{ВХ}/A|$ – нормированное значение сигнала управления $X_{ВХ}$; $\pm A$ – амплитуда импульсов на выходе РЭ1–РЭ3 (см. рис. 7.23 г).

Выходные инверторы Ин.1–Ин.3 (см. рис. 7.23 а), включенные на выходе РП-А, РП-В и РП-С, служат для преобразования биполярных выходных импульсов $Y_a(t)$, $Y_b(t)$, $Y_c(t)$ релейных элементов РЭ1–РЭ3 (см. рис. 7.23 г) в однополярные сигналы Q_a , Q_b , Q_c (см. рис. 7.23 д–ж), что необходимо для согласования выходов РП-А, РП-В и РП-С с входом распределителя импульсов управления РИ (см. рис. 7.23 а).

Импульсами Q_a , Q_b , Q_c осуществляется управление ключами ($T1$, $T2$), ($T3$, $T4$), ($T5$, $T6$) стоек моста фаз A , B , C соответственно (см. рис. 7.22, 7.23 д–ж). Логические инверторы Л1–Л3 в РИ (см. рис. 7.23 а) обеспечивают противофазное переключение силовых ключей в АВН2.

Фазное напряжение на выходе силового блока СБ2 (см. рис. 7.22), например, в фазе A u_{A0} формируется пятью уровнями напряжения: $+(2U_d/3)$, $+(U_d/3)$, 0 , $-(U_d/3)$, $-(2U_d/3)$ (см. рис. 7.23 з), где U_d – постоянное напряжение на выходе АВН2.

Применение интегрирующих РП-А, РП-В и РП-С с ШИМ-2 в блоке $PWM-2$ обеспечивает высокую помехоустойчивость системы управления АВН2 по отношению к сигналам внешних помех с частотным спектром близким или превышающим частоту несущих колебаний f_0 РП (см. п. 2.3.2).

Следует отметить, что блок $PWM-2$ (см. рис. 7.23 а) можно использовать в частотно-регулируемом электроприводе для управления силовыми ключами трехфазного автономного инвертора напряжения, а сам АВН2 с системой управления СУ2 (см. рис. 7.22) – в качестве входного звена в двухзвенном преобразователе частоты. В случае введения в СУ2 датчиков тока нагрузки ДТ_{на}, ДТ_{нв}, ДТ_{нс}, сумматоров $\Sigma 7$ – $\Sigma 9$ и трех реакторов L_c (см. рис. 7.22) делает возможным применение АВН2 в роли трехфазного активного фильтра-компенсатора, применяемого для подавления высших гармоник и компенсации реактивной мощности в сети, источниками которых являются нелинейные нагрузки переменного тока.

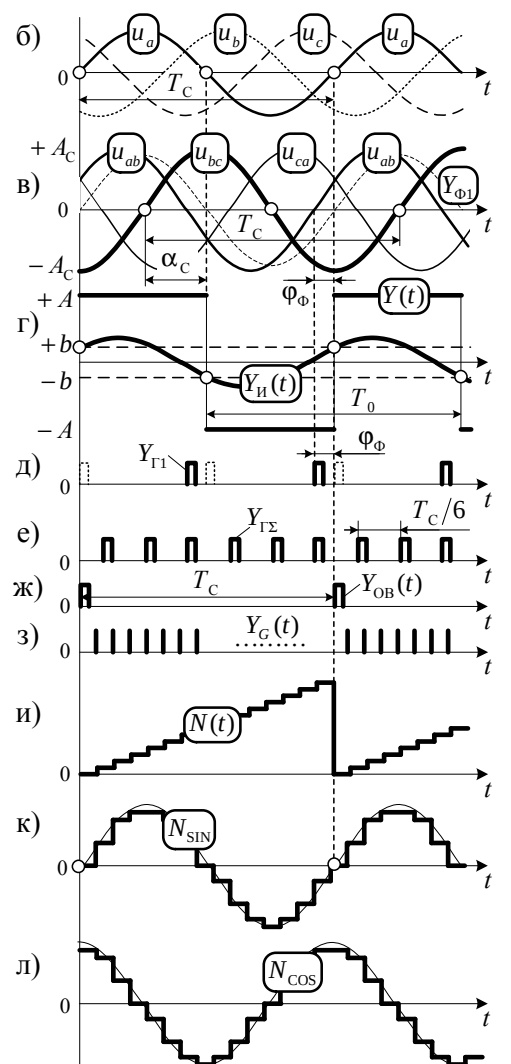
АВН1 имитирует заданное комплексное сопротивление нагрузки за счет системы управления СУ1 (см. рис. 7.22), которая состоит из блока синхронизации БС, блока задания тока БЗТ и блока модуляции БМ.

Блок синхронизации БС должен обеспечить не только формирование опорных единичных сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$, синхронизированных по частоте и фазе с напряжением исследуемого объекта, которое может меняться как по амплитуде, так и по частоте в широком диапазоне, но и высокую помехоустойчивость к сигналам внешних помех, наводимых со стороны синхронизирующих каналов вследствие совместной работы силовых ВП, в том числе и самого НПУ. Этим требованиям в полной мере удовлетворяет адаптивный интегрирующий блок синхронизации (см. рис. 7.24 а), построенный на основе комбинированного УС–ИФ, впервые предложенного автором в работе [96, 198], совместно с генератором гармонических колебаний ГГК.

В основе комбинированного УС–ИФ лежит интегрирующий РП (см. рис. 7.24 а), работающий в режиме внешней синхронизации и содержащий сум-

[illegible]

Для адаптации РП к частоте синхронизирующего напряжения в БС введен блок коррекции частоты БКЧ (см. рис. 7.24 а), состоящий из трех одинаковых схем синхронизации СС1–СС3, логического элемента Л1 с функцией «ЗИЛИ», преобразователя периода в напряжение



405

ППН, амплитудного модулятора АМ и сумматора Σ с источником опорного напряжения $X_0 = b$. Задача БКЧ сводится к тому, чтобы при изменениях частоты сигнала синхронизации в РП всегда выполнялось равенство $T_c = T_0$.

Каждая из схем синхронизации СС1–СС3 (см. рис. 7.24 а) содержит апериодический фильтр Φ первого или второго порядка, компаратор К с нулевым порогом срабатывания и генератор коротких импульсов ГКИ, который запускается по переднему и заднему фронтам импульса с выхода К. Основная задача схем СС1–СС3 – это формирование коротких импульсов $Y_{Г1}$, $Y_{Г2}$, $Y_{Г3}$, совпадающих с моментами времени перехода линейных напряжения u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} через нулевое значение при условии отсутствия фильтров Φ на входе с последующим суммированием импульсов $Y_{Г1}$, $Y_{Г2}$, $Y_{Г3}$ с помощью логического элемента Л1 (см. рис. 7.24 в, д, е). Введение фильтров Φ повышает помехоустойчивость схем СС1–СС3 к внешним помехам и неизбежно приводит к фазовому сдвигу напряжений u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} и импульсов $Y_{Г1}$, $Y_{Г2}$, $Y_{Г3}$ на угол φ_Φ (см. рис. 7.24 в, д), который при номинальной частоте синхронизирующего напряжения рекомендуется выбирать в диапазоне 20–40 эл. град. Таким образом, на выходе Л1 формируются импульсы $Y_{Г\Sigma}$, следующие друг за другом через 60 эл. град или $T_c / 6$ (см. рис. 7.24 е), что позволяет в три раза ускорить процесс преобразования периода T_c в напряжение в ППН, по сравнению со случаем синхронизации БКЧ от одного линейного напряжения, например, u_{bc} .

Формирование единичных опорных сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$ осуществляется цифровым генератором гармонических колебаний ГГК (см. рис. 7.24 а), принцип работы которого поясняется при помощи временных диаграмм сигналов (см. рис. 7.24 ж–л). Более подробное описание его работы рассмотрено в п. 7.2, рис. 7.16.

Результаты исследований, полученные при помощи компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*, показали, что адаптивный интегрирующий БС (см. рис. 7.24 а) обеспечивает автоподстройку своих характеристик в установившемся режиме при нестабильности амплитуды и частоты синхронизирующего напряжения в пределах $(0,05...1,5) \cdot U_{\text{НОМ}}$ и $(0,125...4) \cdot f_{\text{НОМ}}$ при глубине синхронизации $\bar{A}_c = 4,0$. Здесь $U_{\text{НОМ}}$, $f_{\text{НОМ}}$ – номинальные значения действующего напряжения и частоты сигнала синхронизации. В динамических режимах допустимая скорость изменения ампли-

туды $\bar{S}_U$ за один период синхронизирующего напряжения и частоты S_f за 1 сек составляют $\pm 11\%$ (см. рис. 7.17 а) и ± 12 Гц/с (см. рис. 7.25 а) соответственно при условии, что отклонение угла синхронизации в РП $\Delta\alpha_c$ не превышает ± 2 эл. град, а глубина синхронизации выбирается в диапазоне $0,25 \leq \bar{A}_c \leq 8,0$.

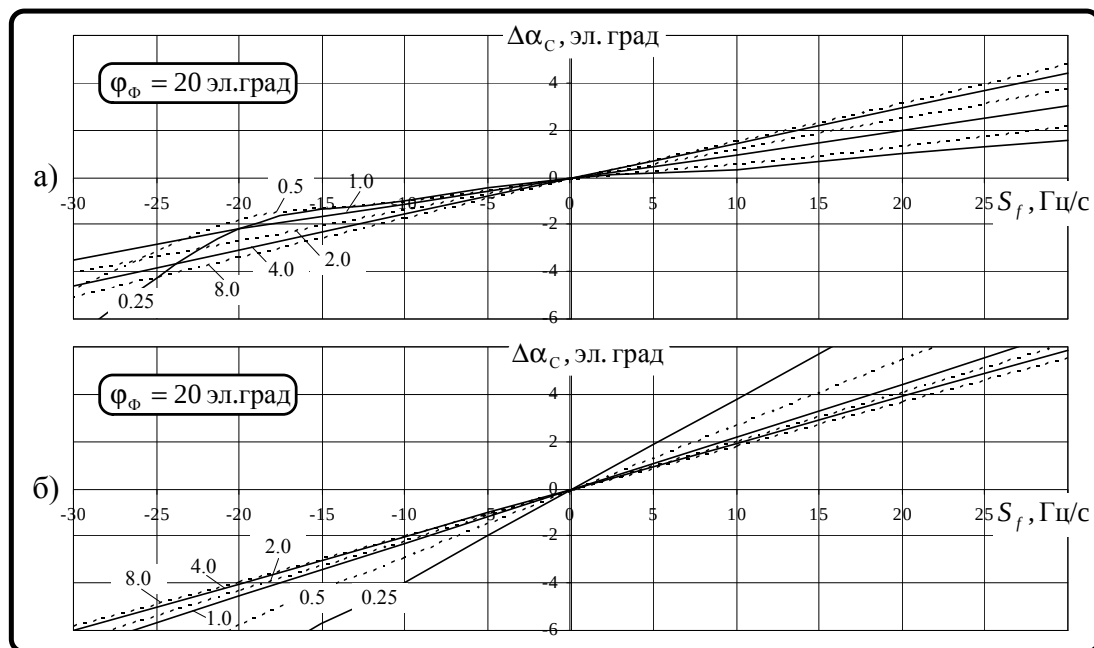


Рис. 7.25. Графики зависимостей абсолютной ошибки угла синхронизации $\Delta\alpha_c = f(S_f)$ для комбинированного УС-ИФ при различных значениях $\bar{A}_c$ и способах синхронизации БКЧ: трехфазным напряжением (а) и однофазным (б)

Адаптивный интегрирующий БС (см. рис. 7.24 а) обладает высокой помехоустойчивостью к сигналам внешним помех, наводимых со стороны синхронизирующих каналов, за счет замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале регулирования, а также наличия апериодических фильтров Φ первого или второго порядка в БКЧ. Кроме этого рассмотренный БС обеспечивает точную автоподстройку частоты и фазы при подачи на его синхронизирующие входы ШИМ-сигналов с частотой от единиц до десятков кГц, например, от преобразователей частоты, автономных инверторов напряжения, так как интегрирующий РП, входящий в состав БС (см. рис. 7.24 а), представляет собой адаптивный фильтр первого порядка с постоянной времени $T_3 \approx (\pi \cdot \bar{A}_c \cdot T_c)/16$ (см. п. 3.4.1, рис. 3.15).

В адаптивном интегрирующем БС (см. рис. 7.24 а) блок коррекции частоты БКЧ может синхронизироваться и от одного линейного напряжения u_{bc}

при отсутствии СС1, СС3 и логического элемента Л1. В этом случае динамические характеристики БС при отклонении частоты синхронизирующего напряжения ухудшаются до значения $S_f = \pm 5$ Гц/с (см. рис. 7.25 б) при условии, что отклонение угла синхронизации в РП $\Delta\alpha_c$ также не превышает ± 2 эл. град, а глубина синхронизации выбирается в диапазоне $0,25 \leq \bar{A}_c \leq 8,0$. Статический диапазон изменения амплитуды и частоты синхронизирующего напряжения остается неизменным и равен $(0,05 \dots 1,5) \cdot U_{ном}$ и $(0,125 \dots 4) \cdot f_{ном}$ при $\bar{A}_c = 4,0$.

В системе управления АВН2 (см. рис. 7.22), синхронизированной от трехфазной сети A, B, C со стабильными параметрами по частоте напряжения, в адаптивном интегрирующем БС (см. рис. 7.24 а) можно исключить блок коррекции частоты БКЧ, а преобразователь напряжения в частоту импульсов ПНЧ заменить на генератор импульсов со стабильной частотой, что существенно позволяет упростить и удешевить схему синхронизации.

Адаптивный интегрирующий БС (см. рис. 7.24 а) используется ООО Научно-техническим центром «Приводная техника» (г. Челябинск) при разработке частотных преобразователей тяговых электроприводов тракторов ДЭТ-400 в системе управления активного выпрямителя напряжения (см. приложение 1).

Формирование токовых сигналов управления i_a^*, i_b^*, i_c^* , синхронизированных по частоте и фазе с напряжением исследуемого объекта и сдвинутых относительно этого напряжения на заданный угол сдвига φ , в АВН1 осуществляется при помощи БЗТ (см. рис. 7.22), который в свою очередь состоит из:

– вычислителя вектора тока нагрузки (см. рис. 7.22), который определяет проекции вектора тока в системе dq -координат, вращающейся с угловой скоростью ωt напряжения сети, по формулам:

$$\begin{cases} I_d = I_m \cos \varphi; \\ I_q = I_m \sin \varphi. \end{cases} \quad (7.7)$$

Здесь I_m – амплитудное значение вектора тока нагрузки, а φ – его фазовый сдвиг;

– блока синхронного преобразования координат (dq/abc), вычисляющего мгновенные значения заданных токов i_a^*, i_b^*, i_c^* с использованием единич-

ных сигналов $\sin(\omega t)$ и $\cos(\omega t)$ блока синхронизации в соответствии с выражениями:

$$\begin{cases} i_a^* = I_d \sin(\omega t) + I_q \cos(\omega t); \\ i_b^* = I_d \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_q \cos(\omega t - 2\pi/3); \\ i_c^* = I_d \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_q \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{cases} \quad (7.8)$$

БЗТ может работать в двух режимах:

– режим поддержания амплитуды тока (режим «Стаб.»), когда значение заданной амплитуды тока I_m через ключ Кл. непосредственно воздействует на блок вычисления вектора тока (см. рис. 7.22);

– режим регулирования («Рег.»), когда осуществляется пропорциональная коррекция амплитуды тока при изменении напряжения исследуемого объекта. Данный режим обеспечивает имитацию активно-индуктивной (активно-емкостной) нагрузки. Для его организации в БЗТ дополнительно введены блок измерителя амплитуды напряжения (ИА) и умножитель (см. рис. 7.22). Регулирование фазового сдвига ϕ между напряжением и током исследуемого объекта осуществляется в обоих режимах.

БМ, входящий в состав системы управления АВН1, представляет собой релейную систему [98, 218, 231, 237] с обратной связью по току i_a, i_b, i_c , поступающих с выхода датчиков ДТа, ДТb, ДТс (см. рис. 7.22). В нем осуществляется непосредственное «слежение» реальных токов i_a, i_b, i_c за их заданными значениями i_a^*, i_b^*, i_c^* , формируемых БЗТ, в пределах зоны неоднозначности порогов переключения $\pm b$ релейных элементов РЭ1–РЭ3. Сумматоры $\Sigma 1$ – $\Sigma 3$ вычисляют разницу $\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c$ между заданными и фактическими значениями мгновенных токов:

$$\begin{cases} \Delta i_a = i_a^* - i_a; \\ \Delta i_b = i_b^* - i_b; \\ \Delta i_c = i_c^* - i_c. \end{cases} \quad (7.9)$$

Состояние выходов релейных регуляторов Q_a, Q_b, Q_c определяются по алгоритму:

$$\begin{cases} Q_a = 1, \text{ если } \Delta i_a \geq -b; Q_a = 0, \text{ если } \Delta i_a \leq +b; \\ Q_b = 1, \text{ если } \Delta i_b \geq -b; Q_b = 0, \text{ если } \Delta i_b \leq +b; \\ Q_c = 1, \text{ если } \Delta i_c \geq -b; Q_c = 0, \text{ если } \Delta i_c \leq +b, \end{cases} \quad (7.10)$$

где $\pm b$ – пороги переключения РЭ1–РЭ3, которые принимаются равными (2–5) % от амплитуды номинального тока нагрузки.

Релейное управление с обратной связью по току широко применяется в преобразователях вследствие своей простоты и позволяет повысить не только быстродействие, но и точность управления при возмущениях со стороны нагрузки, обеспечив тем самым эффективную защиту преобразователя от перегрузок по току. Известным недостатком этих систем является изменение частоты модуляции в процессе «слежения» за нелинейным, например, синусоидальным сигналом [98, 218].

В программе *MatLab+Simulink* была разработана компьютерная модель трехфазного НПУ, на основании которой на рис. 7.26 приведены осциллограммы токов и напряжений НПУ со стороны нагрузки и сети при исследовании трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН). При работе АИН в инверторном режиме, энергия за вычетом потерь в НПУ возвращается обратно в сеть (см. рис. 7.26 а). В режиме выпрямления НПУ наоборот питает АИН со стороны нагрузки, когда оба устройства переходят в режим выпрямления (см. рис. 7.26 б). Фазовый сдвиг φ между первой гармоникой фазного напряжения АИН и током нагрузки соответствует 20 эл. град (см. рис. 7.26).

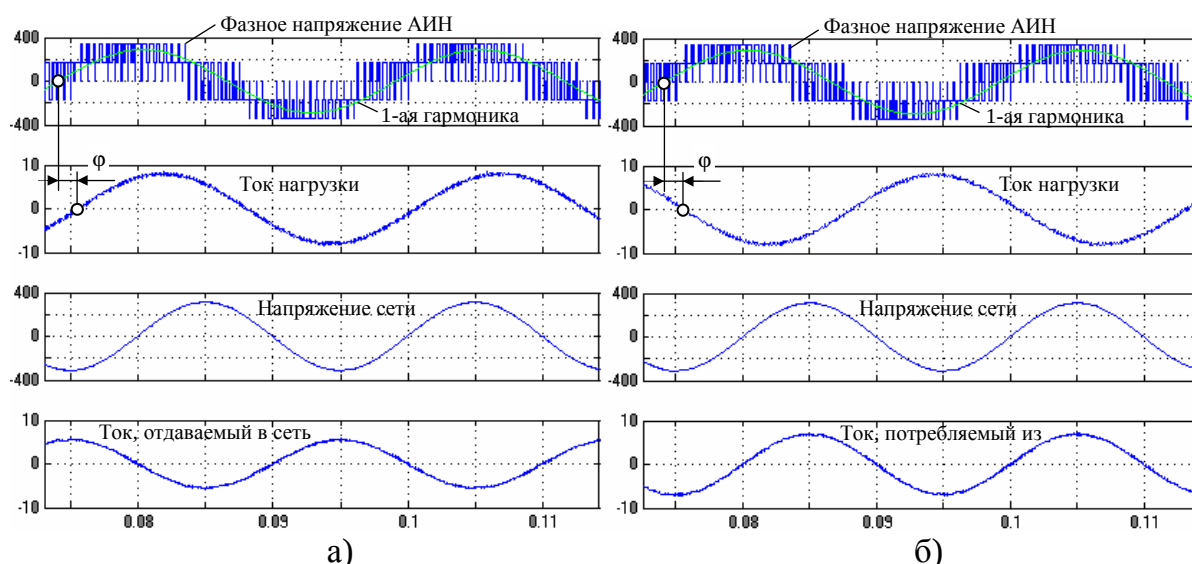


Рис. 7.26. Осциллограммы токов и напряжений трехфазного НПУ со стороны нагрузки и сети при исследовании трехфазного автономного инвертора напряжения, работающего на активно-индуктивную нагрузку в инверторном (а) и выпрямительном (б) режимах

Таким образом, трехфазное НПУ обладает повышенными энергетическими показателями, такие как коэффициент мощности $\chi_{\text{НПУ}}$ и $\cos\varphi_{\text{НПУ}}$ близкие к единице, когда фазовый сдвиг между напряжением и током сети равен нулю в режиме выпрямления (см. рис. 7.26 б), либо 180 эл. град в режиме инвертирования (см. рис. 7.26 а), а также возможностью одновременного плавного регулирования тока нагрузки по заданному закону и фазового сдвига φ во всех фазах нагружаемого устройства. НПУ – это рекуперирующий преобразователь электроэнергии, позволяющий изменять направление потока мощности в системе, подводя или отдавая энергию в сеть.

7.3.2. Однофазное нагрузочно-питающее устройство с интегрирующей системой управления

Для исследования однофазных нагрузок как на постоянном, так и переменном токе, например, тиристорных выпрямителей, преобразователей постоянного напряжения, источников вторичного электропитания, аккумуляторных батарей, однофазных трансформаторов, автором предложена схема однофазного НПУ [50, 51, 77, 88, 99, 175], состоящая также как и трехфазное НПУ (см. рис. 7.22) из двух активных выпрямителей напряжения АВН1 и АВН2, соединенных между собой и с емкостным накопителем C_d на стороне постоянного тока (рис. 7.27). Силовые блоки СБ1, СБ2 активных выпрямителей представляют собой однофазные транзисторно-диодные мосты с индуктивными накопителями (реакторами) на выходах $L1$, $L2$.

На выходе АВН1, АВН2 установлены электромагнитные фильтры ЭМФ1 и ЭМФ2, обеспечивающие подавление высокочастотных гармоник, соответствующих частотному спектру импульсной модуляции. Если внутри исследуемого устройства нет потенциальной развязки или уровень напряжения на выходе отличается от сетевого, то АВН2 подключается к сети через трансформатор TV .

Поскольку АВН2 работает на сеть переменного тока, то его основная задача сформировать синусоидальный ток на выходе, совпадающий по фазе (режим выпрямления) или противофазного (режим инвертирования) напряжению сети u_1 .

Система управления АВН2 (см. рис. 7.27) состоит из двух замкнутых контуров: внешнего контура напряжения и внутреннего контура тока, ана-

логично системе управления однофазного АФК (см. рис. 7.14), с той лишь разницей, что здесь отсутствует датчик тока со стороны напряжения сети, устраняющий искажения токов, создаваемых нелинейными нагрузками.

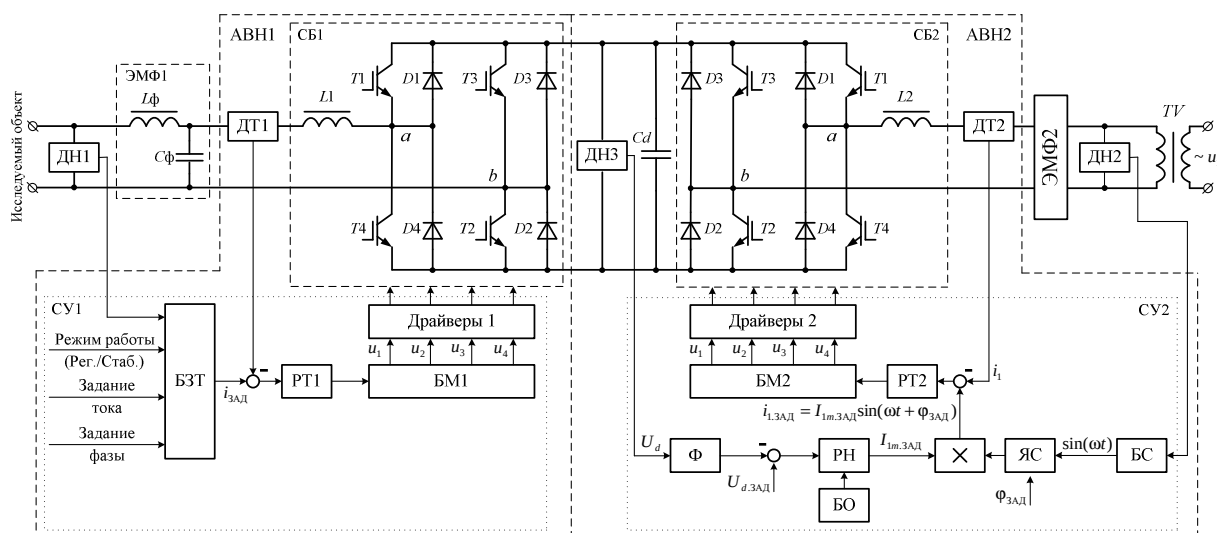


Рис. 7.27. Функциональная схема однофазного нагрузочно-питающего устройства

Блок модуляции БМ2 (см. рис. 7.24) осуществляет переключение силовых транзисторов $T1-T4$ в режиме ШИМ по несимметричному закону управления с удвоением частоты импульсов на выходе преобразователя и построен на основе интегрирующих развертывающих преобразователей (см. рис. 7.15), что обеспечивает высокую помехоустойчивость системы управления по отношению к сигналам внешних помех с частотным спектром близким или превышающим частоту несущих колебаний f_0 РП [71, 82] и способствует улучшению массогабаритных показателей НПУ.

АВН1 работает в режиме источника тока, имитируя требуемый ток в нагрузке исследуемого объекта. С этой целью в преобразователь введен внутренний контур тока (см. рис. 7.27), состоящий из индуктивного накопителя $L1$, датчика тока ДТ1 и ПИ-регулятора тока РТ1. Переключение силовых транзисторов $T1-T4$ в АВН1 осуществляется аналогично АВН2. Для задания требуемых режимов работы в системе управления АВН1 введен блок задания тока БЗТ (см. рис. 7.27), выполняющий аналогичные функции, что и в трехфазном НПУ:

- формирование постоянного или переменного тока нагрузки в функции напряжения исследуемого объекта – режим регулирования (Рег.). С этой целью параллельно с исследуемым устройством установлен датчик напря-

жения ДН1, задающий системе управления форму требуемого тока в нагрузке;

- поддержание постоянного тока нагрузки – режим стабилизации (Стаб.);

- регулирование величины тока нагрузки – «Задание тока»;

- регулирование фазового сдвига ϕ между напряжением и током в нагрузке – «Задание фазы». Имитация активно-индуктивной нагрузки на переменном токе.

На первых этапах исследование однофазного НПУ было проведено на основе компьютерного моделирования в среде *MatLab+Simulink* совместно с силовыми вентилями преобразователи. Результаты моделирования показали, что при помощи однофазного НПУ возможно испытание следующих преобразователей электрической энергии:

- трехфазного реверсивного тиристорного преобразователя [53, 110, 220] в режимах выпрямления и инвертирования при активно-индуктивной нагрузке с противо-ЭДС (ПЭДС). Индуктивный характер нагрузки имитировался за счет катушки индуктивности (реактор) L_ϕ (см. рис. 7.27);

- реверсивного широтно-импульсного преобразователя [53, 220, 259] в режимах выпрямления и инвертирования при активно-индуктивной нагрузке с ПЭДС;

- однофазного автономного инвертора напряжения [151, 218] в режимах выпрямления и инвертирования при активно-индуктивной нагрузке. Индуктивный характер нагрузки имитировался за счет регулирования фазового сдвига ϕ между напряжением и желаемым током нагрузки системой управления АВН1. Катушка индуктивности (реактор) L_ϕ и конденсатор C_ϕ (см. рис. 7.27) в данном случае выполняют роль фильтра, выделяющего первую гармонику выходного напряжения автономного инвертора.

На рис. 7.28 приведены экспериментальные осциллограммы токов и напряжений однофазного НПУ со стороны сети и нагрузки при исследовании трехфазного реверсивного тиристорного преобразователя, работающего на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС в выпрямительном (а) и инверторном (б) режимах. В режиме выпрямления энергия, потребляемая ТП, за вычетом потерь в НПУ возвращается в сеть (см. рис. 7.28 а). В режиме инвертирования НПУ наоборот питает ТП со стороны нагрузки. При этом НПУ

переходит в режим выпрямления, а трехфазный ТП – в инверторный (см. рис. 7.28 б).

Экспериментальные энергетические характеристики $\chi_{\text{НПУ}} = f(\alpha)$, $\cos\varphi_{\text{НПУ}} = f(\alpha)$, $\eta_{\text{НПУ}} = f(\alpha)$, $\chi_{\text{ТП}} = f(\alpha)$ однофазного НПУ, снятые при постоянном значении тока нагрузки (режим стабилизации тока в НПУ), представлены на рис. 7.29. Здесь $\chi_{\text{НПУ}}$, $\cos\varphi_{\text{НПУ}}$ – коэффициент мощности и модуль $\cos\varphi$ НПУ соответственно; $\eta_{\text{НПУ}}$ – коэффициент полезного действия НПУ; $\chi_{\text{ТП}}$ – коэффициент мощности ТП; α – угол управления ТП.

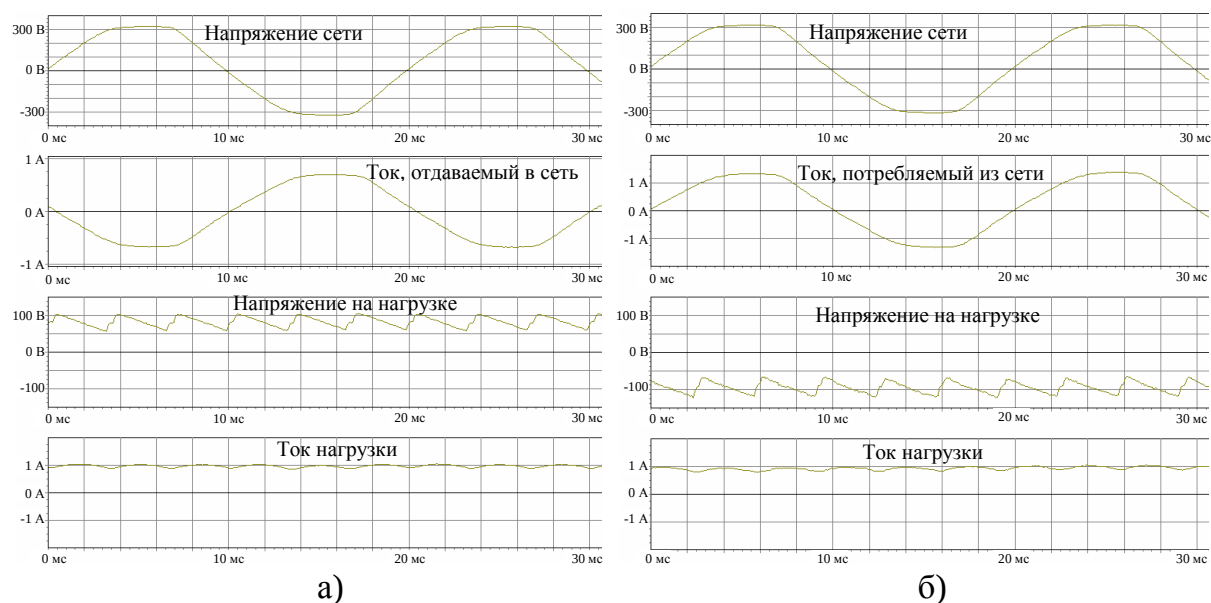


Рис. 7.28. Осциллограммы токов и напряжений однофазного НПУ со стороны сети и нагрузки при исследовании трехфазного реверсивного тиристорного преобразователя, работающего на активно-индуктивную нагрузку с ПЭДС в выпрямительном $\alpha = 30$ эл. град (а) и инверторном $\alpha = 135$ эл. град (б) режимах

Видно, что НПУ обеспечивает высокие энергетические показатели, такие как коэффициент мощности $\chi_{\text{НПУ}}$ и $\cos\varphi_{\text{НПУ}}$ близкие к единице, за исключением области, соответствующей углам управления ТП $60 < \alpha < 90$ эл. град, в которой происходит смена режима работы НПУ (см. рис. 7.29). КПД нагрузочно-питающего устройства доста-

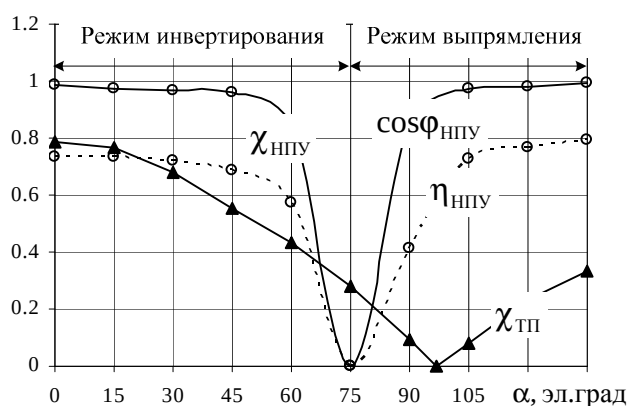


Рис. 7.29. Энергетические характеристики однофазного НПУ: $\chi_{\text{НПУ}} = f(\alpha)$, $\cos\varphi_{\text{НПУ}} = f(\alpha)$, $\eta_{\text{НПУ}} = f(\alpha)$, $\chi_{\text{ТП}} = f(\alpha)$ при поддержании постоянного значения тока нагрузки

точно низкий и не превышает значения 0,8, что объясняется малой мощностью НПУ, когда суммарные потери составляют существенную часть мощности преобразователя. При больших мощностях $\eta_{\text{НПУ}}$ возрастает и достигает значений 0,9 и выше. При $\alpha \approx 95$ эл. град происходит изменение направления потока мощности в ТП и переход его из выпрямительного ($\alpha < 95$ эл. град) в инверторный ($\alpha > 95$ эл. град) режим работы.

На рис. 7.30 приведены осциллограммы токов и напряжений однофазного НПУ со стороны нагрузки и сети при исследовании реверсивного широтно-импульсного преобразователя (а) и однофазного автономного инвертора напряжения (б), снятые при помощи компьютерного моделирования в программе *MatLab+Simulink*.

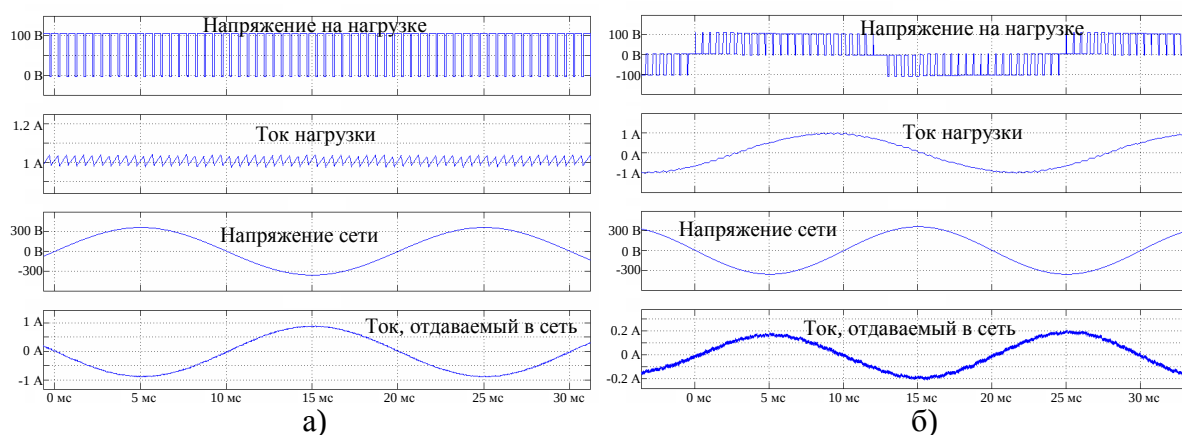


Рис. 7.30. Осциллограммы токов и напряжений однофазного НПУ со стороны нагрузки и сети при исследовании реверсивного широтно-импульсного преобразователя (а) и однофазного автономного инвертора напряжения (б)

Однофазное НПУ было изготовлено в НПП «Учтех-Профи» (см. приложение 1) и используется в лабораторном комплексе «Энергосберегающая энергетическая электроника» (см. рис. 7.21 а) для исследования преобразователей электрической энергии. Внешний вид модуля «Нагрузочно-питающее устройство», приведен на рис. 7.31 а, а его силовые элементы совместно с платами управления на рис. 7.31 б.

Таким образом, предложенные автором нагрузочно-питающие устройства являются универсальными нагрузками, позволяющими исследовать не только все виды преобразователей электрической энергии, но и другое электротехническое оборудование, например, электрические машины, трансформаторы, источники питания и т.д. в режимах потребления и рекуперации энергии на постоянном и переменном токе. НПУ обеспечивают

высокие энергетические показатели (коэффициент мощности χ и $\cos\phi$ близкие к единице). При этом устройства являются энергосберегающими, так как вся энергия за вычетом потерь в НПУ, в отличие от пассивных нагрузок, возвращается в сеть.

ВЫВОДЫ

1. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что интегрирующее развертывающее преобразование

является эффективным средством повышения метрологических показателей систем управления как ведомых сетью, так и автономных силовых вентильных преобразователей, их помехоустойчивости и надежности работы в условиях источника электроснабжения, имеющего существенно нестабильные параметры и искажения напряжения сети.

2. Системы управления, построенные на основе интегрирующих РП, позволяют при минимальных аппаратурных затратах реализовывать единую идеологию преобразования информации, а также простоту технической реализации и настройки системы управления ВП, что способствует снижению себестоимости изделия, повышению его надёжности работы и позволяет обслуживать электроустановки лицам со среднетехническим образованием.

3. Разработан и экспериментально исследован тиристорный регулятор напряжения с адаптивной интегрирующей системой импульсно-фазового управления для плавного пуска асинхронных электродвигателей и силовыми ключами «тиристор-тиристор». Теоретические и экспериментальные ис-

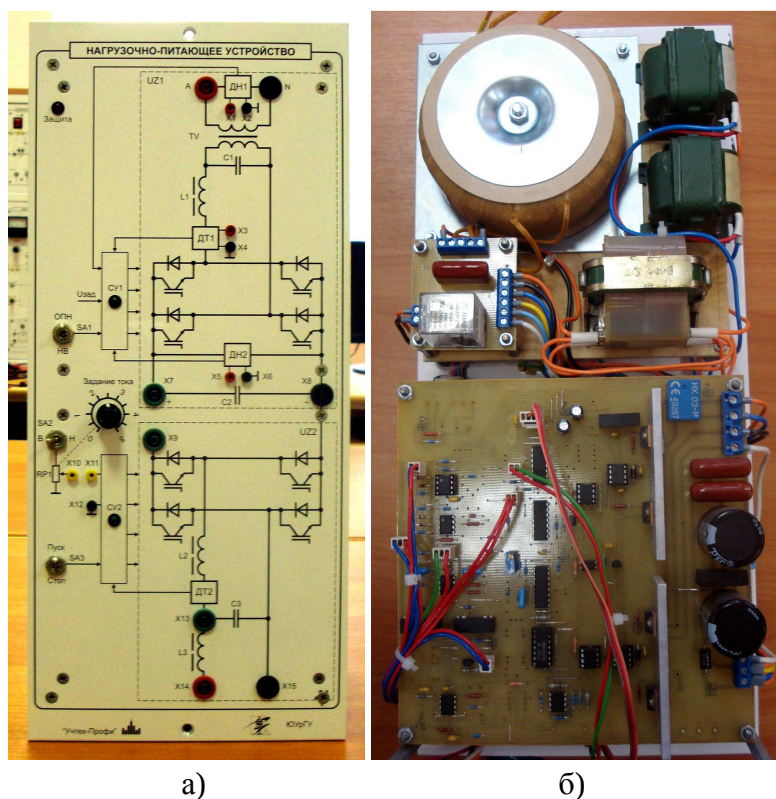


Рис. 7.31. Внешний вид модуля «Нагрузочно-питающее устройство» (а) и его силовые элементы совместно с платами управления (б)

следования показали, что наряду с высокой помехоустойчивостью со стороны информативного канала управления, которая достигается за счет применения число-импульсного интегрирующего ФСУ, ТРН с адаптивной интегрирующей СИФУ полностью адаптируется к нестабильности амплитуды напряжения сети, а также сохраняет свою работоспособность при коммутационных «провалах» сети, достигающих уровня 100 % на 25 эл. град и динамических изменениях амплитуды напряжения сети в пределах $\pm(25-30)$ %, что достигается за счет замкнутых интегрирующих УС. Это в значительной степени превосходит аналогичные параметры традиционных СИФУ «вертикального» типа отечественного и зарубежного производства, для которых уровень коммутационных искажений не превышает 100 % на 3–5 эл. град, а нестабильность амплитуды питающего напряжения – (10–15) %.

4. В автономных сетях ограниченной мощности с существенной ошибкой частоты генерируемого напряжения впервые предложена схема ТРН с адаптивной интегрирующей СИФУ и силовыми ключами «тиристор-диод», которая сохраняет свою работоспособность не только в условиях нестабильности амплитуды, но и частоты напряжения сети в пределах ± 50 %, что достигается за счет интегрирующих развертывающих преобразователей, работающих совместно с блоком коррекции частоты.

5. В период 2005–2013 гг. на ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» на основе тиристорных регуляторов напряжения, разработанных автором, было реконструировано 84 асинхронных электропривода 15 технологических установок на суммарную мощность исполнительных электродвигателей более 7600 кВт (см. приложение 1). Экономический эффект от внедрения оборудования составил более 6,9 млн. руб. в год (в ценах 2012 г.) и получен за счет экономии электроэнергии при переводе асинхронных электроприводов в повторно-кратковременный режим работы и сокращения расходов на ремонт и обслуживание силового электрооборудования технологических установок. Разработанные адаптивные интегрирующие системы управления также используются ООО Научно-техническим центром «Приводная техника» (г. Челябинск) при разработке высоковольтных ТРН для плавного пуска асинхронных электродвигателей (см. приложение 1).

6. Разработан, экспериментально исследован и внедрен в системах терморегулирования сушильных камер 120ЕК-2 электроцеха ОАО «Челябин-

ский трубопрокатный завод» частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с адаптивной интегрирующей системой управления (см. приложение 1), который наряду с простотой технической реализации имеет высокую помехоустойчивость как со стороны информационного, так и синхронизирующего каналов управления, а также обладает способностью адаптироваться к нестабильным параметрам (амплитуды и частоты) источника электроснабжения. Применение режима ЧШИМ в регуляторе переменного напряжения позволяет для силовых ключей получить фактически неограниченный диапазон регулирования. Введение системы «непрерывного» контроля сопротивления изоляции по сравнению с технологией «ручного» замера, как правило, присутствующей на объектах аналогичного функционального назначения, позволяет оптимизировать время сушки электротехнических изделий и сократить затраты на электроэнергию для сушильной камеры в пределах 15–20 %, причем, как показали последующие контрольные стендовые электротехнические испытания, без ущерба для качества работ.

7. Снижение потерь и повышение качества электрической энергии в электрических сетях является одной из важнейших задач при решении проблемы ресурсосбережений, в частности, энергосбережений в промышленных технологических системах и комплексах. Поэтому с использованием в системе управления интегрирующего развертывающего преобразования был разработан и внедрен в составе лабораторного комплекса «Энергосберегающая энергетическая электроника» однофазный активный фильтр-компенсатор (см. приложение 1), который позволяет скомпенсировать пассивную мощность искажений, создаваемую нелинейными нагрузками переменного тока. В результате этого улучшаются энергетические показатели в системе, такие как коэффициент мощности и $\cos\varphi$, а также снижается действующее значение тока, потребляемого из сети, а, значит, и потери мощности в системе электроснабжения.

8. Применение интегрирующего развертывающего преобразования в системе управления однофазного АФК способствует повышению его надежности работы и помехоустойчивости. Так, интегрирующий РП с ШИМ-2 обеспечивает высокую помехоустойчивость системы управления АФК со стороны информационного входа по отношению к сигналам внешних помех

с частотным спектром близким или превышающим частоту несущих колебаний РП, а адаптивное интегрирующее устройство синхронизации, наряду с высокой помехоустойчивостью со стороны синхронизирующего входа обеспечивает автоподстройку своих характеристик в установившемся режиме при нестабильности амплитуды и частоты напряжения сети в пределах, не менее $\pm 50\%$. Следует отметить, что известные устройства синхронизации, построенные по схеме «фильтр – фиксирующий элемент», могут быть использованы только в системах энергоснабжения с высокой стабильностью параметров сети, в частности, амплитуды и частоты, так как при их одновременном отклонении от номинальных значений в пределах $\pm(10-20)\%$ ошибка угла синхронизации может достигать десятков процентов, что делает применение АФК малоэффективным по причине недокомпенсации или перекомпенсации пассивной мощности искажений.

9. Впервые предложены однофазные и трехфазные нагрузочно-питающие устройства с системами управления на базе интегрирующих РП, позволяющие испытывать и исследовать не только все виды силовых вентиляционных преобразователей, но и другое электротехническое оборудование, например, электрические машины, трансформаторы, источники питания и т.д. как на постоянном, так и переменном токах за счет плавного регулирования тока нагрузки и его фазового сдвига φ относительно напряжения исследуемого объекта. В отличие от известных активных нагрузок, предложенные НПУ обеспечивают двунаправленный поток мощности: от нагрузки в сеть (режим нагрузки) и от сети в нагрузку (режим питания). Это делает возможным испытывать и исследовать преобразователи электрической энергии, как в выпрямительном, так и инверторном режимах. Изменение направления потока мощности при исследовании нагрузок на переменном токе не обеспечивает ни одно из известных нагрузочных устройств.

10. Предложенные НПУ обеспечивают высокие энергетические показатели, такие как коэффициент мощности χ и $\cos\varphi$ близкие к единице, а также являются энергосберегающими устройствами, так как вся энергия за вычетом потерь в НПУ, в отличие от пассивных нагрузок, возвращается в сеть, что достигается за счет применения двух активных выпрямителей напряжения, соединенных между собой и емкостным накопителем на стороне постоянного тока. Это позволяет сэкономить значительное количество элек-

трической энергии во время проведения испытаний различных электротехнических устройств особенно большой мощности.

11. Применение интегрирующих развертывающих преобразователей в системах управления нагрузочно-питающих устройств способствуют повышению их надежности работы и помехоустойчивости. Так, комбинированное интегрирующее устройство синхронизации, впервые предложенное автором и применяемое в системе управления трехфазного НПУ, обеспечивает автоподстройку своих характеристик в установившемся режиме при изменении амплитуды и частоты напряжения со стороны нагрузки в широких пределах $(0,05...1,5) \cdot U_{\text{НОМ}}$ и $(0,125...4) \cdot f_{\text{НОМ}}$ при глубине синхронизации $\bar{A}_c = 4,0$, а также высокую помехоустойчивость к сигналам внешним помех, наводимых со стороны синхронизирующих каналов вследствие совместной работы силовых вентильных преобразователей, что объясняется замкнутым характером структуры РП и наличием интегратора в прямом канале регулирования, а также апериодических фильтров первого или второго порядка в блоке коррекции частоты. Кроме этого, предложенный адаптивный блок синхронизации обеспечивает автоподстройку частоты и фазы с погрешностью, не превышающей 1,0 %, при воздействии на его синхронизирующий вход ШИМ-сигнала с частотой от единиц до десятков кГц, например, от преобразователя частоты или автономного инвертора напряжения, так как интегрирующий РП, входящий в состав БС представляет собой адаптивный фильтр первого порядка. Разработанный блок синхронизации используется ООО Научно-техническим центром «Приводная техника» (г. Челябинск) при разработке частотных преобразователей тяговых электроприводов тракторов ДЭТ-400 в системе управления активного выпрямителя напряжения (см. приложение 1).

12. Определены динамические показатели комбинированного интегрирующего УС при синхронизации блока коррекции частоты трехфазным и однофазным напряжением. Так, при синхронизации БКЧ от трехфазного напряжения допустимая скорость изменения амплитуды за один период синхронизирующего напряжения и частоты за 1 сек составляют ± 11 % и ± 12 Гц/с соответственно при условии, что отклонение угла синхронизации в РП не превышает ± 2 эл. град, а глубина синхронизации выбирается в диапазоне $0,25 \leq \bar{A}_c \leq 8,0$. При синхронизации БКЧ однофазным напряжением

частотные свойства ухудшаются до значения ± 5 Гц/с при сохранении всех предыдущих показателей.

13. Однофазное нагрузочно-питающее устройство, разработанное автором, изготавливается серийно в НПП «Учтех-Профи» и входит в состав лабораторного комплекса кафедры электропривода ЮУрГУ «Энергосберегающая энергетическая электроника» (см. приложение 1) для исследования преобразователей электрической энергии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации изложены теоретические и практические результаты работы, направленной на решение научно-технической проблемы, имеющей важное хозяйственное значение для промышленности страны – повышения надежности работы устройств и систем управления ВП постоянного и переменного тока для автоматизированных электроприводов и технологических установок.

Основные результаты и выводы по работе заключаются в следующем

1. Получила развитие теория развертывающих систем за счет разработки методов исследования, создания единой методики сопоставительного анализа статических и динамических характеристик устройств и систем управления ВП с различными способами развёртывающего преобразования и законами модуляции на основе их математических моделей и пространств динамического состояния исследуемого объекта для широкого частотного диапазона гармонического сигнала, введения критерия среднестатистического отклонения выходной координаты объекта на пространстве его динамического состояния, идентификации динамических звеньев интегрирующих развертывающих преобразователей и отдельных элементов систем управления на их основе с позиций теории автоматического управления, получения обобщающих аналитических характеристик для статического и вновь введенного понятия динамического спектра развертывающих систем с различными законами модуляции в широком частотном диапазоне, включая область частот замедленной дискретизации развертывающей системой входного воздействия.

2. В результате сравнительного анализа статических и динамических характеристик различных способов развертывающего преобразования доказано, что интегрирующее развертывающее преобразование является эффективным средством улучшения технических характеристик устройств и систем управления силовыми ВП, а также средством их адаптации к возмущениям со стороны источника электроснабжения.

3. Исследованы и сопоставлены при различных типах искажений напряжения сети статические и динамические характеристики существующих и впервые предложенных адаптивных устройств

синхронизации, в основе которых лежат различные способы развертывающего преобразования. Предложенные устройства, в отличие от известных УС, обладают способностью адаптироваться к отклонениям амплитуды и частоты напряжения сети в широком диапазоне, а также высокой помехоустойчивостью к коммутационным и импульсным искажениям источника электроснабжения. Даны рекомендации по рациональным областям применения устройств и систем синхронизации и выбору параметров их элементов.

4. Разработана методика синтеза и предложены различные структуры нового класса интервало-кодовых систем синхронизации, обладающих широкими функциональными возможностями в плане синхронизации ВП с любой конфигурацией схемы силовых ключей и его защиты от аварийных режимов работы каналов синхронизации, включая защиту от неправильного чередования фаз напряжения сети.

5. Исследованы и сопоставлены статические и динамические характеристики существующих и впервые предложенных разомкнутых и замкнутых интегрирующих структур ФСУ. Доказана высокая помехоустойчивость ВП с интегрирующими ФСУ, а также способность замкнутых ФСУ адаптироваться к изменениям частоты напряжения источника электроснабжения. Даны рекомендации по рациональным областям применения различных типов фазосдвигающих устройств и выбору параметров их элементов.

6. Впервые предложен и исследован метод синхронизации тактов АЦП с интервалом дискретизации ВП, позволяющий в канале «датчик – АЦП» полностью подавить пульсации тока или напряжения силового преобразователя и препятствовать тем самым проникновению в каналы регулирования помех с частотами, равными или кратными частоте дискретизации ВП, а также исследованы впервые предложенные бестактовый и тактируемые интегрирующие АЦП с различными законами модуляции, обладающие повышенными метрологическими характеристиками. Установлено, что тактируемые интегрирующие АЦП способны сохранять постоянный коэффициент передачи при изменениях частоты тактовых импульсов, связанных с нестабильностью частоты напряжения сети. Определены области применения различных типов АЦП.

7. Исследованы и сопоставлены статические и динамические характеристики структуры ПНЧ, в основе которых лежат различные способы развертывающего преобразования и законы модуляции. Показано, что наиболее высокой стабильностью характеристик и помехоустойчивостью обладает интегрирующий ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, а также число-импульсные ФСУ и АЦП на его основе. Даны рекомендации по выбору параметров элементов схем ПНЧ.

8. С применением единой методики и математических моделей исследованы статические и динамические характеристики разомкнутых и замкнутых систем управления ВП при широком частотном диапазоне изменения сигнала управления и реальных видах искажений, существующих в промышленных сетях электроснабжения. Теоретически и экспериментально доказано существенное преимущество интегрирующего развертывающего преобразования при построении систем управления ВП. При этом достигнуты следующие технические показатели, в частности, для ведомых сетью ВП: 1) допустимая статическая нестабильность амплитуды и частоты напряжения сети в пределах не менее $\pm 50\%$; 2) допустимая динамическая нестабильность амплитуды напряжения сети за один период $\pm 11\%$; 3) допустимая динамическая нестабильность частоты напряжения сети за одну секунду ± 6 Гц /с; 4) допустимый уровень коммутационных искажений до 100 % на 25 эл. град; 5) допустимый уровень соотношения помеха / полезный сигнал на информационном входе ВП не менее чем на порядок, превышающий аналогичный уровень для традиционных систем управления.

Приведенные характеристики существенно превосходят аналогичные показатели серийно выпускаемых ВП отечественного и зарубежного производства, что обеспечивает высокий запас «прочности» разработанных ВП при их работе как со стационарными, так и автономными системами электроснабжения.

9. Разработаны, теоретически и экспериментально исследованы силовые ВП различного функционального назначения, построенные на основе адаптивных интегрирующих систем управления для электроприводов и технологических установок постоянного и переменного тока общепромышленного и специального назначения, в том числе функционирующих с сетью ограниченной мощности, например, с дизель– или ветро-генераторными

станциями, характеризующиеся высоким уровнем коммутационных искажений и широким диапазоном изменения амплитуды и частоты напряжения сети. В состав разработанных ВП входят: 1) однофазные и трехфазные реверсивные и нереверсивные тиристорные преобразователи для технологических установок, в частности, электроприводов постоянного тока; 2) реверсивный широтно-импульсный преобразователь для электропривода постоянного тока; 3) тиристорные регуляторы напряжения для плавного пуска асинхронных электроприводов различного класса и мощности; 4) частотно-широтно-импульсный регулятор переменного напряжения для технологических установках инерционных объектов, например, систем терморегулирования; 5) однофазный активный фильтр-компенсатор для улучшения энергетических показателей системы электроснабжения.

Результаты работы внедрены в промышленное производство на ОАО «Челябинский трубопрокатный завод», Горно-обогатительном предприятии ОАО «Магнитогорский металлургический комбинат», ООО Научно-технический центр «Приводная техника», а также используются в лабораторных стендах по силовой электронике, электроприводу и электрическим машинам, которые серийно выпускаются ООО Научно-производственным предприятием «Учтех-Профи» и поставляются в различные ВУЗы РФ.

10. Разработан, теоретически и экспериментально исследован новый класс энергосберегающих нагрузочно-питающих устройств с системами управления на базе интегрирующих развертывающих преобразователей, предназначенных для испытания и исследования не только всех видов силовых ВП на постоянном и переменном токе, но и другого электротехнического оборудования, например, электрических машин, трансформаторов, источников электропитания и т.д., и отличающихся от известных активных нагрузок тем, что предложенные НПУ позволяют изменять направление потока мощности в системе, подводя (режим питания) или отдавая (режим нагрузки) энергию в сеть с высокими энергетическими показателями. Это находит широкое применение в лабораторном и стендовом оборудовании. Однофазное нагрузочно-питающее устройство изготавливается серийно в НПП «Учтех-Профи» и входит в состав лабораторного стенда «Энергосберегающая энергетическая электроника».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. А.с. 1119033 СССР, G06G7/12. Развертывающий операционный усилитель / Л.И. Цытович, Е.Ф. Дубровский, Н.Н. Кириллова. – № 3514179/24; заявл. 24.11.82; опубл. 15.10.84, Бюл. № 38.
2. А.с. 1352508 СССР, G06G7/12. Развертывающий усилитель / Л.И. Цытович. – № 4082397/24; заявл. 01.07.86; опубл. 15.11.87, Бюл. № 42.
3. А.с. 1764128 СССР, G06G7/12. Развертывающий усилитель / Р.М. Рахматулин, В.Г. Маурер, Л.И. Цытович, В.А. Дегтярев. – № 4787319/24; заявл. 30.01.90; опубл. 15.06.92, Бюл. № 22.
4. А.с. 1730952 СССР, G 06 G 7/12. Устройство импульсно-фазового управления преобразователем / Л.И. Цытович. – № 2766579/07; заявл. 22.05.79; опубл. 30.07.81, Бюл. № 28.
5. А.с. 1798869 СССР, H 02 M 1/08. Система импульсно-фазового управления трехфазным тиристорным преобразователем / В.Г. Маурер, Р.М. Рахматулин, Л.И. Цытович и др. – № 4778744/07, заявл. 05.01.90; опубл. 28.02.93, Бюл. № 8.
6. А.с. 656042 СССР, G 06 G 7/12. Релейный операционный усилитель / Л.И. Цытович, В.Г. Маурер. – № 2479073/24; заявл. 19.04.77; опубл. 05.04.79, Бюл. № 13.
7. А.с. 769556 СССР, G 06 G 7/12. Развертывающий операционный усилитель / Л.И. Цытович. – № 2672501/24; заявл. 09.10.78; опубл. 07.10.80, Бюл. № 37.
8. А.с. 851729 СССР, G 06 G 7/12. Развертывающий преобразователь / Л.И. Цытович, В.Г. Маурер, В.А. Захаров, Р.М. Рахматуллин. – № 4795995/24; заявл. 26.02.90; опубл. 10.03.92, Бюл. № 9.
9. А.с. 913824 СССР, G 05 B 11/01. Следящий электропривод / Л.И. Цытович. – № 300707/24; заявл. 19.11.80; опубл. 15.03.82, Бюл. № 10.
10. А.с. 978341 СССР, H 03 K 13/20. Преобразователь напряжения в частоту / Л.И. Цытович, Г.В. Суворов, Б.А. Петренко Б.А. – № 2716843/24; заявл. 15.08.78; опубл. 30.11.82, Бюл. № 44.
11. Адаптивная интегрирующая система управления реверсивным тиристорным преобразователем для электроприводов постоянного тока / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Труды между-

народной конференции: «Электроэнергетика и автоматизация в металлургии и машиностроении». – Магнитогорск: Корпоративный центр подготовки кадров «Персонал», ММК, 2008. – С. 69–74.

12. Адаптивная интервало-кодовая двоично-десятичная интегрирующая синхронизация систем управления силовыми вентильными преобразователями / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин // Электротехника. – 2013. – № 3. – С. 8–15.

13. Адаптивная система синхронизации трехфазного мостового реверсивного тиристорного преобразователя / Л.И. Цытович, А.В. Качалов, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2009. – Вып. 11. – № 15(148). – С. 45–50.

14. Адаптивное устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина и др. // Научные труды IV международной научно-технической конференции «Электроэнергетика глазами молодежи», – Новочеркасск: Лик, 2013. – Т. 1. – С. 417–419.

15. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А.А. Ефимов, Р.Т. Шрейнер; под ред. Р.Т. Шрейнера. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.

16. Активные фильтры / Л.П. Хьюлсман; пер. с англ. под ред. И.Н. Теплюка. – М.: Мир, 1972. – 516 с.

17. Анализ динамики интегрирующего амплитудно-частотно-импульсного развертывающего преобразователя аналоговых сигналов в частоту импульсов / Л.И. Цытович, Р.З. Гафиятуллин, Р.З. Хусаинов, М.М. Дудкин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2003. – Вып. 3. – № 11(27). – С. 36–40.

18. Анализ показателей качества электроэнергии в системе промышленного электроснабжения с мощными тиристорными электроприводами / А.С. Карандаев, Г.П. Корнилов, Т.Р. Храмшин и др. // Вестник МГТУ им. Г.И. Носова. – 2006. – № 3. – С. 6–11.

19. Анализ тенденций развития лабораторных стендов по электротехнике и электронике / Р.З. Хусаинов, В.Н. Бородянко, М.В. Гельман, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина // Труды XI Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты»:

тез. докл. в 2-х ч. – М.: Изд. институт электротехники ГОУВПО «МЭИ (ТУ)», 2006. – Ч. 1. – С. 303–304.

20. Аналоговая и цифровая электроника / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под. ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 768 с.

21. Аналого-цифровое преобразование / под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.

22. Аналого-цифровой преобразователь с интегрирующей синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией для систем вентильного электропривода / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин и др. // Электротехника. – 2013. – № 5. – С. 10–15.

23. Баранов, В.Н. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы / В.Н. Баранов. – 3-е изд., перераб. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2006. – 288 с.

24. Барлоу, Р.Э. Статистическая теория надежности и испытания на безотказность / пер. с англ. Ушакова И.А. – М.: Наука, 1984. – 327 с.

25. Белов, В.Ф. Автоматизация проектирования электромагнитной совместимости автономных преобразовательных систем / В.Ф. Белов. – Саранск: Изд-во Мордовского ун-та, 1993.

26. Браславский, И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И.Я. Браславский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.

27. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование / М. Браун; пер. с англ. – Киев: МК-Пресс, 2005. – 288 с.

28. Бродт, Т.Е. Микросхемы АЦП, ЦАП: справочник / Т.Е. Бродт. – М.: Издательский дом «Додэка–XXI», 2005. – 423 с.

29. Брылина, О.Г. Многозонные развертывающие преобразователи для систем управления электроприводами: монография / О.Г. Брылина, Л.И. Цытович. – Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ, 2010. – 232 с.

30. Брылина, О.Г. Многозонный частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения / О.Г. Брылина, Л.И. Цытович, М.М. Дудкин // Энергобезопасность и энергосбережение. – 2011. – № 6 (42). – С. 35–39.

31. Быков, Ю.М. Непосредственные преобразователи частоты с автономными источниками электроэнергии / Ю.М. Быков. – М.: Энергия, 1977. – 144 с.
32. Быков, Ю.М. Помехи в системах с вентильными преобразователями / Ю.М. Быков, В.С. Василенко. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 с.
33. Быстродействующие электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями / М.Е. Гольц, А.Б. Гудзенко, В.М. Остров и др. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 184 с.
34. Вентильные преобразователи с конденсаторами в силовых цепях / А.В. Баев, Ю.К. Волков, В.П. Долинин, В.Я. Корнеев. – М.: Энергия, 1969. – 256 с.
35. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: Изд-во ГОУВПО «ИГЭУ им. В.И. Ленина», 2008. – 298 с.
36. Водовозов, А.М. Элементы систем автоматики: учеб. пособие для вузов / А.М. Водовозов. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 224 с.
37. Волин, М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре / М.Л. Волин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.
38. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 459 с.
39. Вопросы разработки трансформаторно-тиристорных пусковых устройств для высоковольтного электропривода переменного тока / А.С. Сарваров, В.Б. Славгородский, В.Н. Маколов, М.В. Вечеркин // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: УПИ, 2005. – С. 300–302.
40. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П.А. Воронин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 384 с.
41. Воросколевский, В.И. Преобразователи напряжения в частоту и их применение в технике измерений и управления / В.И. Воросколевский, Н.Я. Пинигин. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 92 с.

42. Встраиваемые высокопроизводительные цифровые системы управления. Практический курс разработки и отладки программного обеспечения сигнальных микроконтроллеров TMS320x28xxx в интегральной среде Code Composer Studio: учеб. пособие / А.С. Анучин, Д.И. Алямкин, А.В. Дроздов и др.; под общ. ред. В.Ф. Козаченко. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 270 с.

43. Гарганеев, А.Г. Опыт разработки преобразователя частоты для асинхронного электропривода общепромышленного применения / А.Г. Гарганеев, А.С. Каракулов, С.В. Ланграф // Электротехника. – 2005. – № 9. – С. 23–26.

44. Гарганеев, А.Г. Системы аварийного электроснабжения ответственных потребителей переменного тока: учебное пособие / А.Г. Гарганеев. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – 190 с.

45. Гарганеев, А.Г. Электромагнитные процессы в системе генерирования постоянного тока «МЭГ – однофазный мостовой выпрямитель» / А.Г. Гарганеев, Г.В. Грабовецкий, С.А. Харитонов // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2012. – № 2. – С. 143–154.

46. Гарганеев, А.Г. Электромагнитные процессы в системе генерирования постоянного тока «МЭГ – двухполупериодный нулевой выпрямитель» / А.Г. Гарганеев, Г.В. Грабовецкий, С.А. Харитонов // Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. – 2012. – № 2. – С. 201–209.

47. Гейтенко, Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет: учебное пособие / Е.Н. Гейтенко. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 448 с.

48. Гельман, М.В. Автоматизированный лабораторный комплекс по преобразовательной технике для специальности электропривод / М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов, А.Н. Андреев, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина // Труды международной четырнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007. – С. 291–294.

49. Гельман, М.В. Комплекс лабораторных виртуальных лабораторных работ по преобразовательной технике / М.В. Гельман, О.Г. Брылина, М.М.

Дудкин // Межвузовский сборник научных трудов «Электротехнические системы и комплексы». – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2010. – Вып. 18. – С. 41–49.

50. Гельман, М.В. Нагрузочно-питающее устройство с высокими энергетическими показателями / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, Р.З. Хусаинов // Наука ЮУрГУ: материалы 62-й научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – Т. 3. – С. 63–67.

51. Гельман, М.В. Нагрузочно-питающие устройства для испытания и исследования преобразователей электрической энергии / М.В. Гельман, М.М. Дудкин // Электричество. – 2013. – № 4. – С. 57–63.

52. Гельман, М.В. Повышение энергетических показателей системы электроснабжения управляемых электроприводов переменного тока и прочих нагрузок постоянного и переменного тока / М.В. Гельман, Ю.И. Хохлов, К.А. Преображенский // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока ЭППТ–05». – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. – С. 223–226.

53. Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 424 с.

54. Гельман, М.В. Тиристорные регуляторы переменного напряжения / М.В. Гельман, С.П. Лохов. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.

55. Герман-Галкин, С.Г. *Matlab & Simulink*. Проектирование механотронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин. – СПб.: КОРОНА Век, 2008. – 368 с.

56. Глазенко, Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока / Т.А. Глазенко. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с.

57. ГОСТ Р 54149-2010. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Норма качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 15 с.

58. Грейвулис, Я.П. Тиристорный асинхронный электропривод для центробежных насосов / Я.П. Грейвулис, Л.С. Рыбницкий. – Рига: Зинатне, 1983. – 228 с.

59. Грушицкий, Р.И. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем / Р.И. Грушицкий, А.Х. Мураев, В.Б. Смолов. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 160 с.
60. Гурвич, И.С. Защита ЭВМ от внешних помех / И.С. Гурвич. – М.: Энергия, 1975. – 160 с.
61. Гусев, В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: учебник для ВУЗов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2004. – 790 с.
62. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 303 с.
63. Данишевская, Е.Ю. Тиристорные реверсивные электроприводы постоянного тока / Е.Ю. Данишевская. – М.: Энергия, 1970. – 156 с.
64. Датчики тока (напряжения) на основе интегрирующих развертывающих преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов и др. // Наука ЮУрГУ: материалы 61-й научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – Т. 2. – С. 216–220.
65. Дацковский, Л.Х. Электропривода переменного тока шахтных вентиляторных установок / Л.Х. Дацковский, В.И. Роговой, И.К. Кузьмин // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. С.И. Лукьянова. – Магнитогорск: МГТУ, 2005. – Вып. 11. – С. 57–66.
66. Дедюхин, А.А. Электронные нагрузки серии АКПП-13хх и их использование для тестирования источников питания / А.А. Дедюхин // Электронные компоненты. – 2008. – № 6. – С. 91–95.
67. Динамика линий связи с широтно- и частотно-широотно-импульсными носителями информации. Теория и практика / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, А.В. Тюгаев // Электротехника. – 2014. – № 4. – С. 2–9.
68. Дмитриев, Б.Ф. Судовые полупроводниковые преобразователи: учебник / Б.Ф. Дмитриев, В.М. Рябенский, А.И. Черевко и др. – СПб: Изд-во СПбГМТУ, 2011. – 526 с.
69. Дудкин, М.М. Адаптивная интегрирующая система управления тиристорного регулятора напряжения / М.М. Дудкин // Электротехнические системы и комплексы. – 2014. – № 2 (23). – С. 20–25.

70. Дудкин, М.М. Анализ динамических характеристик преобразователей напряжения в частоту импульсов / М.М. Дудкин // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. С.И. Лукьянова. – Магнитогорск: МГТУ, 2006. – Вып. 12. – С. 183–192.

71. Дудкин, М.М. Динамические спектральные характеристики развертывающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 4 (48). – С. 49–55.

72. Дудкин, М.М. Динамические характеристики интегрирующих модуляторов / М.М. Дудкин, Е.В. Корниенкова, Н.С. Фокина // Наука ЮУрГУ: материалы 62-й научной конференции. Секция технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – Т. 3. – С. 79–82.

73. Дудкин, М.М. Динамические характеристики преобразователя «напряжение-частота импульсов» с синфазной и противофазной амплитудной модуляцией / М.М. Дудкин, Н.С. Фокина, Е.В. Корниенкова // Наука ЮУрГУ: материалы 62-й научной конференции. Секция технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – Т. 3. – С. 83–86.

74. Дудкин, М.М. Динамические характеристики развертывающего преобразователя с частотно-широотно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, Л.И. Цытович // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Том. 14. – № 3. – С. 46–54.

75. Дудкин, М.М. Интегрирующие фазосдвигающие устройства для управления силовыми вентильными преобразователями: дис. ... канд. техн. наук / М.М. Дудкин. – Челябинск: ЮУрГУ, 2007. – 235 с.

76. Дудкин, М.М. Интегрирующие фазосдвигающие устройства как один из способов повышения помехоустойчивости вентильных преобразователей / М.М. Дудкин // Наука и технологии: Труды XXVIII Российской школы. – М.: РАН, 2008. – Т. 2. – С. 147–152.

77. Дудкин, М.М. Исследование нагрузочно-питающего устройства с улучшенными энергетическими показателями / М.М. Дудкин // Наука ЮУрГУ: материалы 61-й научной конференции. Секция технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – Т. 2. – С. 209–212.

78. Дудкин, М.М. Исследование однофазного обратимого преобразователя напряжения в качестве компенсатора реактивной мощности / М.М.

Дудкин, М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов // Наука ЮУрГУ: материалы 63-й научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – Т. 2. – С. 178–182.

79. Дудкин, М.М. Исследование помехоустойчивости фазосдвигающих устройств для управления силовыми вентильными преобразователями / М.М. Дудкин // Электромеханика: известия высших учебных заведений. – 2008. – № 4. – С. 35–39.

80. Дудкин, М.М. Интегрирующие фазосдвигающие устройства как один из способов повышения помехоустойчивости вентильных преобразователей / М.М. Дудкин // Труды международной четырнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007. – С. 31–34.

81. Дудкин, М.М. Методы интегрирующего развертывающего преобразования в управлении силовыми вентильными преобразователями / М.М. Дудкин // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «АЭП – 2014». – Саранск: Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарёва. – 2014. – Т. 2. – С. 117–121.

82. Дудкин, М.М. Однофазные обратимые преобразователи напряжения для улучшения качества электрической энергии в сетях ограниченной мощности / М.М. Дудкин // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 2 (46). – С. 19–27.

83. Дудкин, М.М. Однофазный активный фильтр для улучшения энергетических показателей системы электроснабжения управляемых электроприводов переменного тока / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович // Труды международной пятнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: ФГАОУ ВПО «УрФУ имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», 2012. – С. 171–174.

84. Дудкин, М.М. Помехоустойчивость систем управления реверсивным тиристорным преобразователем с различными классами фазосдвигающих устройств / М.М. Дудкин, Н.С. Фокина // Наука ЮУрГУ: материалы 63-й научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – Т. 2. – С. 174–177.

85. Дудкин, М.М. Помехоустойчивость систем управления тиристорными регуляторами напряжения с различными классами фазосдвигающих устройств / М.М. Дудкин // Труды XI Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты» (XII Бенардосовские чтения): тез. докл. в 2-х ч. – М.: Изд. институт электротехники ГОУВПО «МЭИ (ТУ)», 2006. – Ч. 1. – С. 30–32.

86. Дудкин, М.М. Помехоустойчивость фазосдвигающих устройств с различными принципами построения / М.М. Дудкин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2007. – Вып. 7. – № 12(84). – С. 32–36.

87. Дудкин, М.М. Помехоустойчивость электропривода постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем / М.М. Дудкин // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. А.С. Сарварова. – Магнитогорск: МГТУ, 2007. – Вып. 14. – С. 74–81.

88. Дудкин, М.М. Применение однофазных обратимых преобразователей напряжения для энергосбережения в испытательных стендах / М.М. Дудкин // Народное хозяйство. Вопросы инновационного развития. – 2012. – № 4. – С. 83–93.

89. Дудкин, М.М. Спектральные характеристики развертывающего преобразователя с частотно-широотно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина // Практическая силовая электроника. – 2014. – № 1 (53). – С. 17–20.

90. Дудкин, М.М. Спектральные характеристики развертывающих преобразователей с широтно-импульсной и частотно-широотно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина // Электротехника. – 2013. – № 10. – С. 18–25.

91. Дудкин, М.М. Сравнительный анализ динамических спектральных характеристик развертывающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин // Материалы 65-й научной конференции «Наука. ЮУрГУ». – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2013. – С. 253–255.

92. Дудкин, М.М. Сравнительный анализ динамических характеристик преобразователей напряжения в частоту импульсов / М.М. Дудкин // Международная научно-техническая конференция «Состояние и перспективы

развития электротехнологии»: тез. докл. в 2-х т. – Иваново: ИГЭУ, 2005. – Т. 1. – С. 189.

93. Дудкин, М.М. Сравнительный анализ динамических характеристик фазосдвигающих устройств / М.М. Дудкин // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр.; под ред. С.И. Лукьянова. – Магнитогорск: МГТУ, 2005. – Вып. 11. – С. 87–96.

94. Дудкин, М.М. Тиристорный регулятор напряжения с адаптивной интегрирующей системой управления для плавного пуска асинхронных электродвигателей / М.М. Дудкин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Том. 14. – № 2. – С. 36–43.

95. Дудкин, М.М. Трехфазное нагрузочно-питающее устройство с высокими энергетическими показателями / М.М. Дудкин // Materialy IX Mezinarodni vedecko-prakticka conference «Moderni Vymozenosti vedy – 2013». – Praha: Publishing House «Education and Science» s.r.o., 2013. – Dil 75 (Technicke vedy). – pp. 73–79.

96. Дудкин, М.М. Трехфазное нагрузочно-питающее устройство с интегрирующей системой управления для испытания и исследования электротехнического оборудования / М.М. Дудкин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Машиностроение». – 2014. – Том. 14. – № 3. – С. 49–61.

97. Дудкин, М.М. Элементы информационной электроники систем управления вентильными преобразователями: монография / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 362 с.

98. Дудкин, М.М. Энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения с различными законами модуляции / М.М. Дудкин // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 2 (38). – С. 25–32.

99. Дудкин, М.М. Энергосберегающие технологии в испытательных стендах с использованием однофазных обратимых преобразователей / М.М. Дудкин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Вып. 13. – № 1. – С. 5–18.

100. Дьяконов, В.П. *MatLab 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5*. Основы применения / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 768 с.

101. Елизаров, Е.А. Наладка и эксплуатация электроприводов постоянного тока буровых установок / Е.А. Елизаров, В.П. Лукин. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 95 с.
102. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Теория, математическое моделирование, управление: дис. ... докт. техн. наук / А.А. Ефимов. – Новоуральск: НГТИ, 2002. – 426 с.
103. Жежеленко, И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятия / И.В. Жежеленко. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 272 с.
104. Жежеленко, И.В. Качество электроэнергии на промышленных предприятиях / И.В. Жежеленко, М.Л. Рабинович, В.М. Божко. – Киев: Техніка, 1981. – 160 с.
105. Жемеров, Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью / Г.Г. Жемеров. – М.: Энергия, 1977. – 280 с.
106. Журавлев, Ю.П. Исследование гармонического состава напряжения и тока на шинах 10 кВ широкополосного стана горячей прокатки / Ю.П. Журавлев, Г.П. Корнилов, А.С. Карандаев // Вестник МГТУ им. Г.И. Носова. – 2007. – № 2. – С. 65–68.
107. Журавлев, Ю.П. Система управления реактивной мощностью тиристорных электроприводов широкополосного стана горячей прокатки: автореферат дис. ... канд. техн. наук / Ю.П. Журавлев. – Магнитогорск: Изд-во МГТУ, 2009. – 20 с.
108. Замкнутый интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с бестактовым поразрядным уравниванием / С.П. Лохов, Л.И. Цытович, М.М. Дудкин и др. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2012. – № 11. – С. 27–35.
109. Забродин, Ю.С. Промышленная электроника / Ю.С. Забродин. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
110. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
111. Зиновьев, Г.С. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: НГТУ, 1998. – 90 с.

112. Зорохович, А.Е. Устройства для заряда и разряда аккумуляторных батарей / А.Е. Зорохович, В.П. Бельский, Ф.И. Эйгель. – М.: Энергия, 1975. – 208 с.

113. Иванов, А.Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями / А.Г. Иванов, Г.А. Белов, А.Г. Сергеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – 448 с.

114. Интегрирующее устройство синхронизации с псевдоследящей фиксацией точек естественной коммутации напряжения сети / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, А.В. Тюгаев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Том. 13. – № 2. – С. 53–61.

115. Интегрирующие аналого-цифровые преобразователи для систем управления вентильными преобразователями / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина и др. // Практическая силовая электроника. – 2014. – № 2 (54). – С. 29–35.

116. Интегрирующие датчики нулевого тока для силовых вентильных преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, Р.М. Рахматулин // Практическая силовая электроника. – 2011. – № 4 (44). – С. 5–11.

117. Интегрирующие интервалокодовые устройства синхронизации для ведомых сетью вентильных преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, А.В. Тюгаев // Практическая силовая электроника. – 2013. – № 4 (52). – С. 20–27.

118. Интегрирующие развертывающие датчики нулевого тока / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М.Дудкин, Р.М. Рахматулин // Materialy VII Mezinarodni vedecko-prakticka conference «Aktualni Vymozenosti vedy – 2011». – Praha: Publishing House «Education and Science» s.r.o., 2011. – Dil 19 (Technicke vedy). – pp. 65–70.

119. Интегрирующие развертывающие преобразователи с повышенной температурной стабильностью характеристик / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов и др. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 10. – С. 38–43.

120. Интегрирующие устройства синхронизации для систем управления вентильными преобразователями / А.В. Качалов, Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, М.М. Дудкин и др. // Труды Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития электротехнологии»

(XVI Бенардосовские чтения): тез. докл. в 3-х т. – Иваново: Изд. ГОУ ВПО «ИГЭУ», 2011. – Т. 3. – С. 248–251.

121. Интегрирующий аналого-цифровой датчик нулевого тока / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, В.П. Мацин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2012. – Вып. 18. – № 37 (296). – С. 93–96.

122. Интегрирующий переключатель характеристик для реверсивных тиристорных преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, Р.М. Рахматулин // Межвузовский сборник научных трудов «Электротехнические системы и комплексы». – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2009. – Вып. 16. – С. 193–194.

123. Информационные цепи преобразователей тиристорных электроприводов / С.С. Крылов, Е.В. Мельников, Л.И. Конышев и др. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.

124. Исмагилов, Ф.Р. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике в вопросах и ответах / Ф.Р. Исмагилов, Д.В. Максудов. – Уфа: УГАТУ, 2005. – 85 с.

125. Каган, Б.М. Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ ТП / Б.М. Каган, А.И. Волтелев, Л.М. Лукьянов. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.

126. Каганов, И.Л. Промышленная электроника: общий курс / И.Л. Каганов. – М.: Высш. шк., 1968. – 560 с.

127. Каскадное интегрирующее устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина и др. // Материалы VI Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии». – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2013. – С. 117–121.

128. Каскадное интегрирующее устройство синхронизации с комбинированной синхронизацией развертывающих преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, А.В. Тюгаев // Materialy IX Mezinarodni vedecko-prakticka conference «Moderni Vymozenosti vedy – 2013». – Praha: Publishing House «Education and Science» s.r.o., 2013. – Dil 75 (Technicke vedy). – pp. 79–84.

129. Качалов, А.В. Интегрирующие устройства синхронизации для систем импульсно-фазового управления вентильными преобразователями /

А.В. Качалов, Л.И. Цытович, М.М. Дудкин // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 1 (37). – С. 42–51.

130. Ключев, В.И. Теория электропривода: учебник для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.

131. Кобзев, А.В. Многозонная импульсная модуляция: теория и применение в системах преобразования параметров электроэнергии / А.В. Кобзев. – Новосибирск: Наука, Сиб. отделение, 1973. – 368 с.

132. Козаченко, В.Ф. Создание серии высокопроизводительных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода: дис. ... докт. техн. наук. / В.Ф. Козаченко. – М.: МЭИ, 2007. – 326 с.

133. Козин, В.М. Управляющие устройства тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока / В.М. Козин, Я.Е. Марченко. – М.: Энергия, 1971. – 234 с.

134. Козярук, А.Е. Автономная система энергоснабжения на базе роторно-лопастного двигателя с внешним подводом теплоты и вентильного двигателя с постоянными магнитами / А.Е. Козярук, А.А. Хитров // Электротехника. – 2011. – № 12. – С. 17–22.

135. Козярук, А.Е. Вентильные преобразователи в судовых электромеханических системах / А.Е. Козярук, Е.Г. Плахтына. – Л.: Судостроение, 1987, – 192 с.

136. Козярук, А.Е. Искажение формы питающего напряжения в сетях электроснабжения при наличии полупроводниковых преобразователей / А.Е. Козярук, Н.М. Кузнецов, О.В. Федоров // Горное оборудование и электромеханика. – 2011. – № 6. – С. 30–35.

137. Козярук, А.Е. Прямое управление моментом в электроприводе переменного тока машин и механизмов горного производства: учебное пособие / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков. – СПб.: Санкт-Петербургский гос. горный ин-т им. Г. В. Плеханова, 2008. – 98 с.

138. Козярук, А.Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков; А.Г. Народицкий (ред.). – СПб.: Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2004. – 127 с.

139. Колпаков, А. Алгоритмы управления многоуровневыми преобразователями / А. Колпаков, Е. Карташев // Силовая электроника. – 2009. – № 2. – С. 57–65.
140. Комплектные тиристорные электроприводы: справочник // Евзеров И.Х. и др.; под ред. В.М. Перельмутера. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.
141. Комплектный автоматизированный стенд для изучения физических основ электроники и преобразовательной техники / М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2007. – Вып. 7. – № 12(84). – С. – 19–24.
142. Конев, Ю.И. Транзисторные импульсные устройства управления механизмами / Ю.И. Конев. – М.: Энергия, 1968. – 104 с.
143. Котеленец, Н.Ф. Испытания, эксплуатация и ремонт электрических машин: учебник для вузов / Н.Ф. Котеленец, Н.А. Акимова, М.В. Антонов. – М.: Издательский центр «Академия», 2003. – 384 с.
144. Кудрин, Б.И. Электроснабжение промышленных предприятий / Б.И. Кудрин. – М.: Интермет Инжиниринг, 2005. – 672 с.
145. Кужекин, И.П. Основы электромагнитной совместимости современного энергетического оборудования: учебное пособие / И.П. Кужекин. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 144 с.
146. Кулик, В.Д. Силовая электроника. Автономные инверторы, активные преобразователи: учебное пособие / В.Д. Кулик. – СПб.: ГОУ ВПО «СПб ГТУРП», 2010. – 90 с.
147. Кунцевич, В.М. Нелинейные системы управления с частотно- и широтно-импульсной модуляцией / В.М. Кунцевич, Ю.Н. Чеховой. – Киев: Техника, 1970. – 339 с.
148. Курочкин, Ю.А. Надежность и диагностирование цифровых устройств и систем / Ю.А. Курочкин, А.С. Смирнов, В.А. Степанов. – СПб.: Изд-во Санкт-Петербург. ун-та, 1993. – 316 с.
149. Лазарев, Ю. Моделирование процессов и систем в *MatLab*: учебный курс / Ю. Лазарев. – СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2005. – 512 с.

150. Ланцов, В. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 2 / В. Ланцов, С. Эраносян // Силовая электроника. – 2007. – № 1.

151. Лихошерст, В.И. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии с импульсным регулированием: учеб. пособие / В.И. Лихошерст. – Екатеринбург: ГОУ УГТУ–УПИ, 2002. – 166 с.

152. Лихошерст, В.И. Системы управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии: учебное пособие / В.И. Лихошерст. – Екатеринбург: УГТУ, 1998. – 104 с.

153. Льянова, Л.И. Полупроводниковые преобразователи напряжения в частоту / Л.И. Льянова. – Л.: НИИ электрофизической аппаратуры им. Д.В. Ефремова, 1976. – 187 с.

154. Мануковский, Ю.М. Широтно-регулируемые автономные транзисторные преобразователи частоты / Ю.М. Мануковский, А.В. Пузаков. – Кишинев: Штинца, 1990. – 150 с.

155. Мартяшин, А.И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения / А.И. Мартяшин, Э.К. Шахов, В.М. Шляндин. – М.: Энергия, 1976. – 390 с.

156. Марше Ж. Операционные усилители и их применение / Ж. Марше. – Л.: Энергия, 1974. – 216 с.

157. Мацин, В.П. Исследование электромагнитной совместимости элементов вентильного автоматизированного электропривода прокатных станов: дис. ... канд. техн. наук / В.П. Мацин. – Челябинск: ЧПИ, 1987. – 258 с.

158. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.

159. Микросхемы АЦП и ЦАП: справочник / подгот. Г.И. Волович, В.Б. Ежов; отв. ред. Т.Е. Брод. – М.: Додэка-21, 2005. – 431 с.

160. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / под ред. В.Б. Смолова. – Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1976. – 336 с.

161. Михайлов, Е.В. Помехозащищенность информационно-измерительных систем / Е.В. Михайлов. – М.: Энергия, 1975. – 104 с.

162. О новом принципе интегрирующего аналого-цифрового преобразования с бестактовым поразрядным уравниванием / С.П. Лохов, Л.И.

Цытович, М.М. Дудкин и др. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2012. – Вып. 18. – № 37 (296). – С. 97–106.

163. Олещук, В.И. Вентильные преобразователи с замкнутым контуром управления / В.И. Олещук, Е.Е. Чаплыгин. – Кишинев: Штиинца, 1982.

164. Осипов, О.И. Промышленные помехи и способы их подавления в вентильных электроприводах постоянного тока / О.И. Осипов, Ю.С. Усыннин. – М.: Энергия, 1979. – 80 с.

165. Осипов, О.И. Техническое диагностирование автоматизированного электропривода постоянного тока: дис. ... докт. техн. наук / О.И. Осипов. – Челябинск: ЧПИ, 1995. – 405 с.

166. Осипов, О.И. Экспериментальное исследование промышленных помех и разработка способов их подавления в вентильных электроприводах прокатных станов с элементами УБСР: дисс. ... канд. техн. наук / О.И. Осипов. – Челябинск: ЧПИ, 1974. – 218 с.

167. Основы технической диагностики. (Модели объектов, методы и алгоритмы диагноза) / под ред. П.П. Пархоменко. – М.: Энергия, 1976. – 464 с.

168. Особенности программного формирования напряжения в системе НПЧ-АД при соединении статора по схеме «треугольник» / А.С. Сарваров, С.А. Демин, М.А. Циулина, Д.Ю. Усатый // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: УПИ, 2005. – С. 145–147.

169. Отт, Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах / пер. с нем. под ред. М.В. Гальперина. – М.: Мир, 1979. – 317 с.

170. Пасковатый, О.И. Электрические помехи в системах промышленной автоматики / О.И. Пасковатый. – М.: Энергия, 1973. – 104 с.

171. Пат. 2275723 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 Н 3/24, Н 02 Н 7/00. Устройство защиты тиристорного преобразователя / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина. – № 2005100929/09; заявл. 17.01.05; опубл. 27.04.06, Бюл. № 12.

172. Пат. 2288532 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Фазосдвигающее устройство / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин. – № 2005114902/09; заявл. 13.05.05; опубл. 27.11.06, Бюл. № 33.

173. Пат. 2312452 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 Р 5/46. Система управления группой электроприводов водяных насосов / Л.И. Цытович,

О.Г. Терещина, М.М. Дудкин. – № 2006119760/09; заявл. 05.06.06; опубл. 10.12.07, Бюл. № 34.

174. Пат. 2320071 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Фазосдвигающее устройство / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин. – № 2006135589/09; заявл. 09.10.06; опубл. 20.03.08, Бюл. № 8.

175. Пат. 2345376 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/40. Нагрузочно-питающее устройство / М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов, О.Г. Терещина, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин. – № 2007130645/28; заявл. 10.08.07; опубл. 27.01.09, Бюл. № 3.

176. Пат. 2368992 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 J 3/18. Трёхфазный компенсатор реактивной мощности и способ управления им / Л.Э. Рогинская, А.В. Стыскин, А.А. Караваев. – № 2008116944/09; заявл. 28.04.08; опубл. 27.09.09, Бюл. № 27.

177. Пат. 2383985 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, Р.М. Рахматуллин. – № 2008142655/09; заявл. 27.10.08; опубл. 10.03.10, Бюл. № 7.

178. Пат. 2390906 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08, G 06 G 7/12. Датчик нулевого тока / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, Р.М. Рахматуллин. – № 2009114056/09; заявл. 13.04.09; опубл. 27.05.10, Бюл. № 15.

179. Пат. 2396683 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/084. Система импульсно-фазового управления / А.В. Качалов, Р.М. Рахматуллин М.М. Дудкин, Л.И. Цытович. – № 2009128430/09; заявл. 22.07.09; опубл. 10.08.10, Бюл. № 22.

180. Пат. 2400910 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Адаптивное устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, Р.М. Рахматуллин. – № 2009113408/09; заявл. 09.04.09; опубл. 27.09.10, Бюл. № 27.

181. Пат. 2400911 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, Р.М. Рахматуллин. – № 2009113987/09; заявл. 13.04.09; опубл. 27.09.10, Бюл. № 27.

182. Пат. 2406097 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 R 31/40. Нагрузочно-питающее устройство / М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов, М.М. Дудкин. – № 20099139871/28; заявл. 28.10.09; опубл. 10.12.10, Бюл. № 34.

183. Пат. 2408969 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 5/293. Многозонный частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, А.В. Качалов. – № 2009148024/07; заявл. 23.12.09; опубл. 10.01.11, Бюл. № 1.

184. Пат. 2422974 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Интегрирующее устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов. – № 2009147064/09; заявл. 17.12.09; опубл. 27.06.11, Бюл. № 18.

185. Пат. 2429563 Российская Федерация, МПК⁷ Н 03 М 1/02. Реверсивный число-импульсный аналого-цифровой преобразователь / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, Р.М. Рахматулин. – № 2009147981/09; заявл. 23.12.09; опубл. 20.09.11, Бюл. № 26.

186. Пат. 2449456 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Интегрирующее устройство синхронизации / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, А.В. Качалов, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматуллин, И.Р. Муфteeв. – № 2011108851/07; заявл. 9.03.11; опубл. 27.04.12, Бюл. № 12.

187. Пат. 2460134 Российская Федерация. МПК⁷ G 06 G 7/12, Н 03 М 1/00. Аналого-цифровой датчик нулевого тока / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин. – № 2011127883/08; заявл. 06.07.11; опубл. 27.08.12, Бюл. № 24.

188. Пат. 2460210 Российская Федерация. МПК⁷ Н 03 М 1/52. Интегрирующий преобразователь «Аналог – Цифра – Аналог» / С.П. Лохов, Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматуллин, О.Г. Брылина. – № 2011125193/08; заявл. 17.06.11; опубл. 27.08.12, Бюл. № 24.

189. Пат. 2461948 Российская Федерация. МПК⁷ Н 02 М 1/08. Устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов, О.Г. Брылина, Р.М. Рахматуллин. – № 2011117488/07; заявл. 29.04.11; опубл. 20.09.12, Бюл. № 26.

190. Пат. 2462804 Российская Федерация. МПК⁷ Н 02 313/16. Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения / Цытович Л.И., Брылина О.Г., Дудкин М.М., Рахматуллин Р.М. – № 2011133127/07; заявл. 05.08.11; опубл. 27.09.12, Бюл. № 27.

191. Пат. 2464702 Российская Федерация. МПК⁷ Н 03 М1/52. Интегрирующий число-импульсный аналого-цифровой преобразователь / Л.И. Цы-

тович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, Р.М. Рахматулин. – № 2011141444/08; заявл. 12.10.11; опубл. 20.10.12, Бюл. № 29.

192. Пат. 2465709 Российская Федерация. МПК⁷ Н 02 М 1/08. Устройство синхронизации / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, Р.М. Рахматулин. – № 2011141445/07; заявл. 12.10.11; опубл. 27.10.12, Бюл. № 30.

193. Пат. 2469392 Российская Федерация. МПК⁷ G 06 G 7/12, G 05 F 1/10. Устройство для потенциального разделения цепей постоянного тока / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин. – № 2011142320/08; заявл. 19.10.11; опубл. 10.12.12, Бюл. № 34.

194. Пат. 2490685 Российская Федерация. МПК⁷ G 05 В 11/28, Н 052 М 5/293. Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с симметрированной нагрузкой / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, А.В. Тюгаев – № 2012134225/08; заявл. 09.08.12; опубл. 20.08.13, Бюл. № 23.

195. Пат. 2491715 Российская Федерация, МПК⁷ Н 03 М 1/38. Скоростной преобразователь «Аналог – Цифра – Аналог» с бестактовым поразрядным уравниванием / С.П. Лохов, М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина. – № 2012125849/08; заявл. 20.06.12; опубл. 27.08.13, Бюл. № 24.

196. Пат. 2496228 Российская Федерация, МПК⁷ Н 03 М 1/52. Интегрирующий аналого-цифровой преобразователь / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматуллин, А.В. Тюгаев – № 2012128310/08; заявл. 02.07.12; опубл. 20.10.13, Бюл. № 29.

197. Пат. 2513024 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Адаптивное интегрирующее устройство синхронизации / М.М. Дудкин. – № 2012128705/07; заявл. 09.07.12; опубл. 20.04.14, Бюл. № 11.

198. Пат. 2531530 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Адаптивное интегрирующее устройство синхронизации / М.М. Дудкин. – № 2013135379; заявл. 26.07.13; опубл. 20.10.14, Бюл. № 29.

199. Пат. 89259 Российская Федерация, МПК⁷ G 06 G 7/12. Преобразователь напряжения в частоту импульсов / А.В. Качалов, М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин. – № 2009129046; заявл. 27.07.09; опубл. 27.11.09; Бюл. № 33.

200. Перельмутер, В.М. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока / В.М. Перельмутер, В.А. Сидоренко. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 302 с.
201. Перельмутер, В.М. Цифровые системы управления тиристорным электроприводом / В.М. Перельмутер, А.К. Соловьев. – Киев: Техника, 1983. – 104 с.
202. Петров, Л.П. Управление пуском и торможением асинхронных двигателей / Л.П. Петров. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 184 с.
203. Писарев, А.Л. Управление тиристорными преобразователями / А.Л. Писарев, Л.П. Деткин. – М.: Энергия, 1975. – 178 с.
204. Помехоустойчивая интегрирующая синхронизация ведомых сетью вентильных преобразователей / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин и др. // Энергетик. – 2014. – № 6. – С. 15–18.
205. Попков, О.З. Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов / О.З. Попков. – М.: Изд. дом МЭИ, 2007, 200 с.
206. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера, 2010. – 330 с.
207. Прянишников, В.А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока / В.А. Прянишников. – Л.: Энергия, 1976. – 315 с.
208. Пути развития энергохозяйства и энергосбережений на ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» / С.И. Шкаликов, Ю.Г. Попов, В.А. Тюгаев и др. // Наука и технологии: Труды XXVIII Российской школы. – М.: РАН, 2008. – Т. 2. – С. 153–162.
209. Развертывающие преобразователи с однотоктной широтно- и частотно- широтно-импульсной модуляцией / Л.И. Цытович, В.И. Абушаев, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2004. – Вып. 5. – № 4(33). – С. 62–68.
210. Развитие энергохозяйства и энергосбережений на ОАО «Челябинский трубопрокатный завод» за период 1996 – 2008 гг / С.И. Шкаликов, Ю.Г. Попов, В.А. Тюгаев и др. // Труды международной конференции: «Электроэнергетика и автоматизация в металлургии и машиностроении». – Магнитогорск: Корпоративный центр подготовки кадров «Персонал», ММК, 2008. – С. 139–144.

211. Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 2 (34). – С. 35–41.

212. Рогинская, Л.Э. Компьютерное моделирование компенсатора реактивной мощности с индуктивным накопителем энергии / Л.Э. Рогинская, А.А. Караваев // Вестник УГАТУ. – 2011. – Т. 15. – № 3 (43). – С. 101–108.

213. Рогинская, Л.Э. Особенности работы резонансных преобразователей частоты на нелинейный индуктивно конденсаторный контур / Л.Э. Рогинская, Р.Р. Исмагилов, Т.А. Гайнетдинов // Вестник УГАТУ 2008. – Т. 200. – № 1 (26). – С. 142–150.

214. Рогинская, Л.Э. Расчет электромагнитного поля в комплексных электротехнологических установках для индукционного нагрева / Л.Э. Рогинская, А.С. Горбунов // Вестник Уфимского государственного авиационного технического университета. – 2014. – Т. 18. – № 2 (63). – С. 61–68.

215. Рогинская, Л.Э. Электромагнитная совместимость полупроводниковых преобразователей с сетью при питании нагрузки с нелинейной вольт-амперной характеристикой / Л.Э. Рогинская, Е.Н. Гуляев // Вестник Чувашского университета. – 2010. – № 3. – С. 244–251.

216. Розанов, Ю.К. Гибридные фильтры для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения / Ю.К. Розанов, Р.П. Гринберг // Электротехника. – 2006. – № 10. – С. 55–60.

217. Розанов, Ю.К. Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

218. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

219. Розанов, Ю.К. Цифровая система управления статическим компенсатором реактивной мощности / Ю.К. Розанов, К.С. Кошалев, М.И. Смирнов // Электричество. – 2006. – № 7. – С. 25–30.

220. Руденко, В.С. Основы преобразовательной техники / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. – М.: Высшая школа, 1980. – 328 с.

221. Руководство по микроконтроллерам: в 2 т. / М. Предко; пер. с англ. под ред. И.И. Шагурина, С.Б. Лужанского. – М.: Постмаркет, 2001. – Т. 1. – 415 с., Т. 2. – 487 с.

222. Сабинин, Ю.А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1985. – 128 с.

223. Сарваров А.С. Энергосберегающий электропривод вентиляторных механизмов по системе НПЧ-АД с программным формированием напряжения: дис. ... д-ра техн. наук / А.С. Сарваров. – Магнитогорск: Магнитогор. гос. техн. ун-т им. Г.И. Носова, 2002. – 333 с.

224. Сарваров, А.С. Исследование парного пуска асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором / А.С. Сарваров, Е.С. Муриков // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. С.И. Лукьянова. – Магнитогорск: МГТУ, 2006. – Вып. 12. – С. 281–289.

225. Сарваров, А.С. Разработка математической модели системы ТРН-АД для моделирования процессов на волочильном стане / А.С. Сарваров, А.С. Макурин // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. С.И. Лукьянова. – Магнитогорск: МГТУ, 2005. – Вып. 11. – С. 45–49.

226. Селяев, А.Н. Электромагнитная совместимость устройств промышленной электроники: учебное пособие / А.Н. Селяев. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2011. – 245 с.

227. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов; под ред. Е.А. Крутякова. – СПб: «Электросила», 2003. – 172 с.

228. Система непрерывного контроля сопротивления изоляции электротехнических изделий в процессе их термической сушки / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин // Промышленная энергетика. – 2013. – № 1. – С. 24–28.

229. Система регулирования температуры и непрерывного контроля сопротивления изоляции электротехнических изделий в процессе их термической обработки / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, О.Г. Брылина, М.М. Дуд-

кин и др. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2012. – № 8. – С. 45–50.

230. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

231. Системы скалярного и векторного управления частотными электроприводами с релейным регулятором тока / В.Н. Мещеряков, А.М. Башлыков, А.С. Абросимов и др. // Труды VII Международной научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу АЭП–2012. – Иваново: ФГБОУ ВПО «ИГЭИ им. В.И. Ленина», 2012. – С. 37–41.

232. Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. – М.: ВНИИЭМ, 1971. – 120 с.

233. Системы управления электроприводов: учебник для вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под. ред. В.М. Терехова. – 2-е изд., стер. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 304 с.

234. Слежановский, О.В. Реверсивный электропривод постоянного тока / О.В. Слежановский. – М.: Металлургия, 1967. – 421 с.

235. Совместное применение физического и виртуального моделирования при изучении устройств преобразовательной техники / М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина // Электромеханика: известия высших учебных заведений. – 2007. – № 5. – С. 62–65.

236. Совместное применение физического и виртуального моделирования при изучении курса «Преобразовательная техника» / М.В. Гельман, Р.З. Хусаинов, М.М. Дудкин, О.Г. Терещина // Сборник научных трудов II Всероссийской научно-технической конференции «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий». – Уфа: ГОУ ВПО УГТУ, 2009. – Т. 2. – С. 115–118.

237. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для вузов / Г.Г. Соколовский. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.

238. Справочник по автоматизированному электроприводу / под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.

239. Темников, Ф.Е. Математические развертывающие системы / Ф.Е. Темников, В.Е. Славинский. – М.: Энергия, 1970. – 120 с.

240. Темников, Ф.Е. Теория разветвляющихся систем / Ф.Е. Темников. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 168 с.

241. Терехов, В.М. Элементы автоматизированного электропривода / В.М. Терехов. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 225 с.

242. Тимофеев, В.С. Устройства импульсно-фазового управления преобразователями / В.С. Тимофеев, В.Т. Филичев. – М.: Энергия, 1978. – 83 с.

243. Тиристорная станция управления интегрирующего типа для плавного пуска асинхронных электродвигателей / Л.И. Цытович, Р.Х. Гафиятуллин, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин и др. // Наука и технологии. Избранные труды Российской школы «К 70-летию Г.П. Вяткина». – М.: РАН, 2005. – С. 520–526.

244. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода / Л.П. Петров, О.А. Андриященко, В.И. Капинос и др. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 200 с.

245. Тиристорные преобразователи частоты / А.К. Белкин, Т.П. Костюкова, Л.Э. Рогинская, А.А. Шуляк. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 263 с.

246. Тиристорный преобразователь для электроприводов с питанием от автономных энергетических установок / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Сборник научных трудов II Всероссийской научно-технической конференции «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий». – Уфа: ГОУ ВПО УГТУ, 2009. – Т. 1. – С. 124–129.

247. Тиристорный регулятор напряжения для плавного пуска асинхронных электродвигателей / Л.И. Цытович, Р.Х. Гафиятуллин, М.М. Дудкин и др. // Труды IV Международной конференции «Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития». – Магнитогорск: МГТУ, 2004. – Ч. 1. – С. 292–294.

248. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – М: Мир, 1982. – 512 с.

249. Тычино, К.К. Преобразователи напряжения в частоту / К.К. Тычино. – М.: Энергия, 1972. – 211 с.

250. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак, О.В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 199 с.

251. Управляющие вычислительные машины в АСУ технологическими процессами: в 2 т. / под ред. Т. Харрисона. – М.: Мир, 1976. – Т. 2. – 532 с.
252. Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учебное пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.
253. Фомин, А.В. Анализ влияния силовых полупроводниковых преобразователей на качество электрической энергии / А.В. Фомин // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – Вып. 3: в 5 ч. – 2010. – Ч. 4. – С. 132–140.
254. Хабигер, Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике / Э. Хабигер. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 304 с.
255. Хохлов, Ю.И. Компенсированные выпрямители с фильтрацией в коммутирующие конденсаторы нечетно кратных гармоник токов преобразовательных блоков / Ю.И. Хохлов. – Челябинск: ЧГТУ, 1995. – 355 с.
256. Хохлов, Ю.И. Компенсированные системы электроснабжения с мягким тиристорным управлением / Ю.И. Хохлов, С.В. Пашнина, Н.Б. Вилкова // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2001. – Вып. 1. – № 4. – С. 22–26.
257. Хохлов, Ю.И. Проблемы энергосбережения в системах электроснабжения на основе энергетической электроники / Ю.И. Хохлов // Наука и технологии: Тр. 23-й Рос. шк. – М.: Издательство Рос. акад. наук, 2003. – С. 555–570.
258. Хохлов, Ю.И. Энергосберегающая энергетическая электроника в системах электроснабжения. Часть 1: Устройства с нулевой кратностью преобразования частоты: учебное пособие / Ю.И. Хохлов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2006. – 250 с.
259. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.
260. Цыпкин, Я.З. Релейные автоматические системы / Я.З. Цыпкин. – М.: Наука, 1974. – 576 с.
261. Цытович, Л.И. Анализ динамических характеристик интегрирующих фазосдвигающих устройств / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург: УПИ, 2005. – С. 95–98.

262. Цытович, Л.И. Динамика разворачивающихся преобразователей с выборкой мгновенных значений сигнала управления и различными законами модуляции / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин // Электротехника. – 2014. – № 10. – С. 33–41.

263. Цытович, Л.И. Интегрирующий датчик нулевого тока для реверсивных тиристорных преобразователей с раздельным управлением / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Межвузовский сборник научных трудов «Электротехнические системы и комплексы». – Магнитогорск: ГОУ ВПО «МГТУ», 2009. – Вып. 16. – С.195–197.

264. Цытович, Л.И. Разворачивающиеся преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматикой: дис. ... докт. техн. наук. / Л.И. Цытович. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 464 с.

265. Цытович, Л.И. Разработка, исследование и применение разворачивающихся операционных усилителей в системах управления электроприводами: дис. ... канд. техн. наук / Л.И. Цытович. – Челябинск: ЧПИ, 1978. – 281 с.

266. Цытович, Л.И. Система управления асинхронным электроприводом водоснабжения жилого здания с автоматическим регулированием каналов регулирования / Л.И. Цытович, О.Г. Терещина, М.М. Дудкин // Проблемы энергетики: известия высших учебных заведений. – 2005. – № 5–6. – С. 47–52.

267. Цытович, Л.И. Система управления группой асинхронных электроприводов с самодиагностированием и автоматическим резервированием каналов регулирования / Л.И. Цытович, О.Г. Терещина, М.М. Дудкин // Электротехника. – 2006. – № 11. – С. 38–44.

268. Цытович, Л.И. Тиристорный преобразователь с интегрирующим устройством для мягкого пуска асинхронных электродвигателей / Л.И. Цытович, С.И. Шкаликов, М.М. Дудкин // Проблемы энергетики: известия высших учебных заведений. – 2005. – № 7–8. – С. 57–65.

269. Цытович, Л.И. Числоимпульсные фазосдвигающие устройства для систем импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями / Л.И. Цытович, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 3 (35). – С. 28–33.

270. Цытович, Л.И. Широтно-импульсный интегрирующий развертывающий преобразователь с контуром амплитудной коррекции динамических характеристик / Л.И. Цытович, В.Г. Маурер, П.Л. Цытович // Приборы и техника эксперимента. – 1997. – № 3. – С. 89–93.

271. Цытович, Л.И. Элементы аналоговой и цифровой электроники в автоматизированном электроприводе: учебник для вузов / Л.И. Цытович. – Челябинск: ЮУрГУ, 2001. – 480 с.

272. Частотно-широтно-импульсный адаптивный регулятор переменного напряжения с интегрирующей системой управления / М.М. Дудкин, О.Г. Брылина, Л.И. Цытович, А.В. Тюгаев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Том. 13. – № 2. – С. 45–52.

273. Частотно-широтно-импульсный терморегулятор сушильной камеры с непрерывным тестированием сопротивления изоляции электротехнического изделия / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин и др. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2011. – Вып. 16. – № 34 (251). – С. 50–55.

274. Чернов, Е.А. Комплектные электроприводы станков с ЧПУ: справочное пособие / Е.А. Чернов, В.П. Кузьмин. – Горький: Волго-вятское книжное издательство, 1989. – 320 с.

275. Чернов, Е.А. Станочные электроприводы переменного тока: справочное пособие / Е.А. Чернов. – М.: Вижа Центр, 1997. – 230 с.

276. Черных, И.В. *SIMULINK*: среда создания инженерных приложений / И.В. Черных. – М.: ДИАЛОГ–МИФИ, 2003. – 496 с.

277. Чернышев, А.А. Основы надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем / А.А. Чернышев. – М.: Радио и связь, 1988. – 255 с.

278. Шагурин, И.И. Современные микроконтроллеры и микропроцессоры Motorola: справ. / И.И. Шагурин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 952 с.

279. Шахов, Э.К. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения / Э.К. Шахов, В.Д. Михотин. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 142 с.

280. Шило, В.Л. Популярные цифровые микросхемы: справочник / В.Л. Шило. – М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.

281. Шило, В.Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы / В.Л. Шило. – М.: Радио и связь, 1982. – 128 с.
282. Шипило В.П. Автоматизированный вентильный электропривод / В.П. Шипило. – М.: Энергия, 1969, – 400 с.
283. Шубенко, В.А. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением / В.А. Шубенко, И.Я. Браславский. – М.: Энергия, 1972. – 200 с.
284. Электроприводы переменного тока на базе непосредственных преобразователей частоты с ШИМ: монография / Р.Т. Шрейнер, А.И. Колыгин, В.К. Кривовяз: под ред. Р.Т. Шрейнера. – Екатеринбург: ФГАОУ ВПО «РГППУ», 2012. – 223 с.
285. Электротехника: учеб. пособие для вузов: в 3 кн. Кн. II. Электрические машины. Промышленная электроника. Теория автоматического управления / под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. – М.; Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 711 с.
286. Электротехника: учеб. пособие для вузов: в 3 кн. Кн. III. Электроприводы. Электроснабжение / под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. – М.; Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2005. – 639 с.
287. Электротехническая совместимость электрооборудования автономных систем / В.Г. Болдырев, В.В. Бочаров, В.П. Булеков, С.Б. Резников; под ред. В.П. Булекова. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 351 с.
288. Электротехнический справочник: в 3 т. Т. 3. Использование электрической энергии / под общ. ред. В.Г. Герасимова, П.Г. Грудинского, Л.А. Жукова и др. – 6-е изд., испр. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 560 с.
289. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учебное пособие для вузов / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.
290. A neural-network-based space-vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive / J.O.P. Pinto, B.K. Bose, L.E. Borges, M.P. Kazmierkowski // IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., 1999, pp. 2614–2622.
291. A new concept high performance large scale AC drive systems – cross current type cycloconverter-fed induction motor with high performance digital vector control / Hosoda, Tatura, ets // IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., 1986, pp. 229–234.

292. About the dynamics of some methods of integrating conversion of analog signal into digital code / L.I. Tsytoich, M.M. Dudkin, S.P. Lokhov, O.G. Brylina // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Вып. 13. – № 1. – С. 80–91.

293. Adaptive interval and code bidecimal timing mechanism with watching fixing of points of natural commutation of circuit voltage / L.I. Tsytoich, M.M. Dudkin, O.G. Brylina, A.V. Tugaev // European Science and Technology: materials of the III international research and practice conference. – Munich – Germany: Publishing office Vela Verlag Waldkraiburg, 2012. – Vol. I. – pp. 276–281.

294. Adaptive interval-code integrating synchronization of control systems for power converters / L.I. Tsytoich, O.G. Brylina, M.M. Dudkin, R.M. Rakhmatulin // Russian Electrical Engineering. – 2013. – N. 84(3). – pp. 122–128.

295. Akagi, H. Active filters for power conditioning. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Scvorenina. – USA: CRC Press, 2002.

296. Akagi, H. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. The power engineering: Handbook / H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes. – USA: IEEE Press, 2007. – 379 p.

297. Analog-digital converter with integrating in-phase amplitude-frequency-pulse modulation for switched drive systems / L.I. Tsytoich, O.G. Brylina, M.M. Dudkin and others // Russian Electrical Engineering. – 2013. – N. 84(5). – pp. 244–249.

298. Analysis of static noise stability of the communication links with width- and frequency-width-pulse carrier of information / L.I. Tsytoich, O.G. Brylina, M.M. Dudkin and others // Science and Education: materials of the IV international research and practice conference. – Munich – Germany: Publishing office Vela Verlag Waldkraiburg, 2013. – Vol. I. – pp. 144–150.

299. Arocho Piris, E. Power systems harmonics due to static power converters. Thesis's of M.E. degree / E. Arocho Piris. – University of Puerto Rico, 2000.

300. Boldea, I. Vector control of AC drives / I. Boldea, S.A. Nasar. – New York: CRC Press, 1992.

301. Bose, B.K. Modern power electronics and AC drives / B.K. Bose. – New York: Prentice-Hall, 2002, 711 p.

302. Bose, B.K. Power electronics – a technology review / B.K. Bose // Proc. of IEEE, 1992, vol. 80, pp. 1303–1334.
303. Bose, B.K. Power electronics and variable frequency drives / B.K. Bose. – New York: IEEE Press, 1996.
304. Common mode impedance of modern embedded networks with power electronics converters / A. Ales, G. Frantz, J.L. Schanen, J. Roudet, D. Mousaoui // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2013, pp. 682–687.
305. Control power electronics / Ed. M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. – USA: Academic Press, 2002.
306. Corzine, K. Multilevel converters. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Skvorenina. – USA: CRC Press, 2002.
307. Crane, L. Coping with industrial control system noise / L. Crane, J. Katzel // Plant Engineering. – 1997. – № 11. – pp. 89–91.
308. Czarkovski, D. Resonant converters. The power electronics: Handbook / Ed. T.L. Skvorenina. – USA: CRC Press, 2002.
309. Demir, A. Analysis and simulation of noise in nonlinear electronic circuits and systems. Thesis's of Ph. D. degree / A. Demir. – University of California, Berkley. – 1997.
310. Demler, M. High-Speed analog-to-digital conversion / M. Demler. – CA: Academic Press, 1991.
311. Drive&Control. Специальный выпуск для ЭЛЕКТРО 96 в Москве. Бернхард Вильгельм. Мягкий пуск асинхронных двигателей.
312. Dubey, G.K. Power semiconductor controlled drives / G.K. Dubey. – New Jersey: Prentice-Hall, 1989.
313. Dudkin, M.M. Spectral characteristics of scanning converters with pulse-width and pulse-frequency-width modulations / M.M. Dudkin, L.I. Tsytoich, O.G. Brylina // Russian Electrical Engineering. – 2013. – N. 84(10). – pp. 549–555.
314. Duffey, C.K. Update of harmonic Standard IEEE-591: IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems / C.K. Duffey, R.P. Stratford // IEEE IA Trans., 1989, vol. 25, pp. 1025–1034.

315. Dynamics of communication lines with pulse-width and pulse-frequency-width data carriers. Theory and practice / L.I. Tsytovich, M.M. Dudkin, O.G. Brylina, A.V. Tyugaev // Russian Electrical Engineering. – 2014. – N. 85(4). – PP. 183–191.

316. Evolution of modulation schemes for three-phase – to three phase converters / L. Helle, K.B. Larsen, A.H. Jorgenson, S. Munk-Nilsen // IEEE, 2004, vol. 51, no. 1.

317. Ferenczi, O. Power supplies. Pt. A & B / O. Ferenczi. – Budapest: Akademiai Kiado, 1987. – 744 p.

318. Frequency-width-pulse current or voltage sensor with potential separation of input / L.I. Tsytovich, O.G. Brylina, M.M. Dudkin, A.V. Tugaev // European Science and Technology: materials of the IV international research and practice conference. – Munich – Germany: Publishing office Vela Verlag Waldkraiburg, 2013. – Vol. I. – pp. 348–354.

319. Generation, control and regulation of EMI from AC drives / G. Skibinski, J. Pankau, R. Sladky, J. Campbell // IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., 1997, pp. 1571–1583.

320. Gottlieb, I.M. Electronic power control / I.M. Gottlieb. – USA: T AB books, 1991. – 255 p.

321. High-speed ADC with automatic bit-by-bit equilibration / S.P. Lokhov, L.I. Tsytovich., O.G. Brylina, M.M. Dudkin, R.M. Rakhmatulin // European Science and Technology: materials of the III international research and practice conference. – Munich – Germany: Publishing office Vela Verlag Waldkraiburg, 2012. – Vol. I. – pp. 184–191.

322. Holmes, D.G. Pulse width modulation for power converters / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – USA: Wiley-IEEE Press, 2003, 744 p.

323. Huber, L. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction / L. Huber, D. Borojevic // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, vol. 31, Issue 6, pp. 1234–1246.

324. Integrating variable voltage regulator at interval coder of synchronization for thermoregulation systems / L.I. Tsytovich, R.M. Rakhmatulin, M.M. Dudkin, O.G. Brylina, A.V. Tugaev // Science, Technology and Higher Education: materials of the international research and practice conference. – Westwood

– Canada: Publishing office Accent Graphics communications, 2012. – Vol. II. – pp. 559–566.

325. Interval coders of synchronization for controlling systems of power valve inverter / L.I. Tsytovich, M.M. Dudkin, O.G. Brylina, A.V. Tugaev // Science, Technology and Higher Education: materials of the international research and practice conference. – Westwood – Canada: Publishing office Accent Graphics communications, 2012. – Vol. II. – pp. 541–558.

326. Inverters power electronics / J.R. Espinoze; Ed. M.H. Rashid. – USA: Academic Press, 2001.

327. Kassakian, J.C. Principles of Power Electronics / J.C. Kassakian, M.F. Schleht, G.C. Verghese. – Addison: Wesley Publishing Company, 1991.

328. Kazmierkowski, M.P. Automatic control of converter-fed drivers / M.P. Kazmierkowski, H. Tunia, Elsevier, 1994.

329. Kim, S. Some new approaches to improve the power factor and reduce harmonics in three phase rectifier type utility interfaces. Thesis's of Ph. D. degree / S. Kim. – Texas A&M University. – 1994.

330. Leonard, W. Control of Electrical Drives / W. Leonard. – Berlin: Springer, 1996. – 420 p.

331. Malinowski, M. Comparative study of control techniques for PWM rectifiers in FC adjustable speed drives / M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, A.M. Trzynadlowski // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1997. – vol. 44. – no. 2. – pp. 1390–1396.

332. Marcel, J.M. Pelgrom analog-to-digital conversion / J.M. Marcel Pelgrom. – New York: Springer, 2010, p. 470.

333. Mohan, N. Power electronics: converters, application and design, 3rd Edition / N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robins. – USA: John Wiley&Sons Inc., 2003, 824 p.

334. Mondal, S.K. A neural-network-based space-vector PWM controller for a three-level voltage-fed inverter induction motor drive / S.K. Mondal, J.O.P. Pinto, B.K. Bose // IEEE Trans. On Industry Applications, 2002, vol. 38, no. 3, pp. 660-669.

335. New control strategy for matrix converter / J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamadea, T. Koga // CH2721–9/89/0000–0360 IEEE, 1989.

336. Open-loop linear differential current sensor based on dual-mode Hall effect / X. Cheng, Z. Sun, X. Wang, S. Liu // *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, 2014, vol. 50, Issue 1, pp. 29–33.
337. Ott, H.W. Noise reduction techniques in electronic systems / H.W Ott, 2nd ed. – New York: John Wiley & Sons., 1988.
338. Pelly, B.R. Thyristor phase-controlled and cycloconverters / B.R. Pelly. – New York: John Wiley, 1971.
339. Power electronics / F. Csaki, K. Ganszky, I. Ipstis, S. Mart. – Budapest: Akademiai Kiado, 1983. – 708 p.
340. Predictive control of an indirect matrix converter / P. Correa, J. Rodriguez, M. Rivera, R. Espinoza, J. Kolar // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no. 6, pp. 1847–1853.
341. Rashid, M.H. Power electronics: handbook / M.H. Rashid. – USA: Prentice–Hall, 1988.
342. Rodriguez, J. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications / J. Rodriguez, J.S. Lai, F.Z. Peng // *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 2002, vol. 49, no.4, pp.724–738.
343. Rossetto, L. Electromagnetic compatibility of industrial equipment / L. Rossetto, P. Tenti, A. Zuccato // *IEEE FEPPCON III Conf. Rec.*, S. Africa, 1998, pp. B-14 to B-26.
344. Rozanov, Yu.K. Power electronics and the quality of electrical energy / Yu.K. Rozanov, M.V. Ryabchitskii, A.A. Kvansyuk, R.P. Grinberg // *Russian Electrical Engineering*. – 2002. – N. 73(2). – pp. 15–22.
345. Rudnick, H. Delivering clean and pure power / H. Rudnick, J. Dixon // *IEEE*, 2003, vol. 1, no. 2.
346. Seitzer, D. Electronic analog-to-digital conversion / D. Seitzer, G. Pretzl, N.A. Hamdy. – New York: Wiley Interscience, 1983.
347. Sheingold, D.H. Analog-digital conversion: Handbook / D.H. Sheingold. – New York: Prentice-Hall, 1986.
348. Siemens simovert masterdrives AFE catalogue. 2005. – 117 p.
349. Simon, O. Matrix converter with space vector control overmodulation / O. Simon, M/ Braun // *EPE 99*. – Lausanne, Switzerland, 1999.
350. Sood, V.K. HVDC transmission. Power electronics: Handbook / Ed. M.H. Rashid. – USA: Academic Press, 2001.

351. The interval-code synchronization of the VI'S control system / L.I. Tsyto-
tovich, O.G. Brylina, M.M. Dudkin, R.M. Rakhmatulin // Sp. z o.o. «Nauka i
studia». – 2011. – NR 14 (45). – pp. 73–84.

352. Tihanyi, L. EMC in Power Electronics / L. Tihanyi. – NY.: IEEE Press,
1995. – 402 p.

353. Williams, J. Design for high performance voltage-to-frequency convert-
ers, Application Note 14, Linear Technology Corporation, March 1986.

Приложение 1.

**Акты внедрений в учебный и производственный процессы результатов
диссертационной работы**



Ч Т П З

Открытое акционерное общество «Челябинский трубопрокатный завод»

УТВЕРЖДАЮ

Главный энергетик

ОАО «Челябинский трубопрокатный завод»

А.Ю. Мыльников

« 05 »

2014 г.

АКТ

о внедрении в производственный процесс результатов диссертационной работы Дудкина Максима Михайловича

Настоящий акт составлен о том, что результаты диссертационной работы Дудкина М.М. «УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук по специальности 05.09.12 «Силовая электроника», внедрены в производственный процесс ОАО «Челябинский трубопрокатный завод», а именно:

1. В цехах № 2 и 6, шлакоплавильном цехе и электроцехе при автоматизации электроприводов гидропрессов № 1–4, № 7 линии отделки труб диаметра 820 и 1220, системах оборотного цикла водоснабжения, воздухообмена и дымоудаления, линии плазменной сварки труб 820 и 1220 внедрены тиристорные регуляторы напряжения (ТРН) для плавного пуска асинхронных электродвигателей мощностью 10–250 кВт в количестве 84 (восемьдесят четыре) шт. (табл. 1) с системами управления, построенными на основе интегрирующих методов разvertyвающего преобразования, которые включают: адаптивное интегрирующее устройство синхронизации (патент РФ № 2400910), число-импульсное фазосдвигающее устройство (патент РФ № 2288532), аналого-цифровой преобразователь контура обратной связи по току (патент РФ № 2429563) и устройство интегрирующей защиты от исчезновения фазного напряжения (патент РФ № 2275723).

Таблица 1

№	Технологический объект	Кол-во электроприводов / суммарная мощность, кВт	Среднегодовая экономия электроэнергии, руб.	Среднегодовое сокращение затрат на ремонт и обслуживание, руб.
Цех № 6				
Линия отделки труб 820				
1	Гидропресс № 1	8 / 725	420 000 руб. с каждого гидропресса	300 000 руб. с каждого гидропресса
2	Гидропресс № 2	8 / 725		
3	Гидропресс № 3	8 / 725		
4	Гидропресс № 4	8 / 725		
Линия отделки труб 1220				
5	Гидропресс № 7	9 / 958	461 000	350 000
6	Масляный насос слежения 10 м гидропресса № 7	1 / 120	15 400	12 300
7	Электрооборудование общей сети 20 Гц / 160 В стана 1020–1220	6 / 250	187 000	112 000
8	Первый передвижной рольганг стана 1220	2 / 40	14 500	23 000
Гидропрессы № 1–4, № 7				
9	Система оборотного цикла водоснабжения цеха № 6	7 / 725	115 000	270 000
Линия плазменной сварки труб 820 и 1220				
10	Комплекс электроприводов систем воздухообмена и дымоудаления	11 / 1465	1 600 000	280 000
Цех № 2				
11	Водяные насосы ямы окалины	2 / 320	72 000	35 000
12	Воздухообменники кольцевой печи	2 / 220	54 000	75 000
Шлакоплавильный цех				
13	Водяные насосы гран-бассейна	4 / 160	63 000	30 000
14	Система оборотного цикла водоснабжения	3 / 480	95 000	130 000
Электроцех				
15	Системы воздухообмена и дымоудаления	5 / 50	38 500	45 000
	Итого:	84 / 7688	4 395 400	2 562 300

2. В электроцехе ОАО ЧТПЗ при автоматизации трех систем терморегулирования сушильной камеры 120ЕК-2 внедрены частотно-широотно-импульсные регуляторы переменного напряжения по патенту РФ № 2462804 и каналами синхронизации на базе патента РФ № 2383985.

3. При автоматизации электроприводов системы 3ПЧ, 4ПЧ, 5ПЧ электроснабжения 20 Гц / 160 В рольгангов в цехе № 6 внедрены тиристорные преобразователи постоянного тока цепи возбуждения в количестве 3 (трех) шт. с адаптивной интегрирующей системой управления,

включающей интегрирующий развертывающий преобразователь по патенту РФ № 2513024, число-импульсный аналого-цифровой преобразователь контура обратной связи по току (патент РФ № 2429563).

Тиристорные преобразователи показали высокую надежность при работе в условиях промышленной эксплуатации, отличаются высокой помехоустойчивостью и способностью адаптироваться к нестационарным параметрам источника электроснабжения, не восприимчивы к коммутационным и импульсным искажениям напряжения сети.

Годовой экономический эффект от внедрения результатов диссертационной работы (в ценах 2012 г.) составляет 6,9 млн. руб. в год (см. табл. 1) и достигается за счет перевода асинхронных электродвигателей в режим повторно-кратковременных включений и сокращения в среднем в 2,5–3 раза расходов предприятия на ремонт и обслуживание электроустановок.

Начальник отдела
электроэнергетики



В.Е. Бельков



УТВЕРЖДАЮ

Главный энергетик ГОП ОАО «ММК»

Анисимов Д.М.

_____ 2014 г.

АКТ

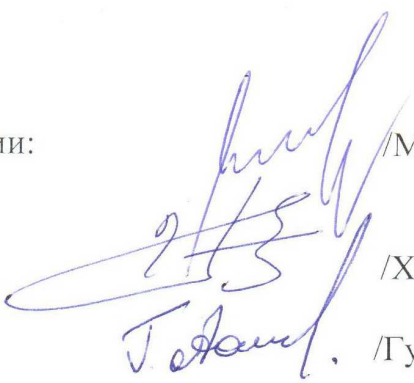
о внедрении результатов диссертационной работы
Дудкина Максима Михайловича, выполненной на тему «УСТРОЙСТВА И
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ
ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА
ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ»

Комиссия в составе главного энергетика ГОП ОАО «ММК», канд. техн. наук Анисимова Д.М. и членов комиссии их числа ведущих специалистов электрослужбы и автоматики : главного электрика службы ТОиР ГОП ОСК – Мясникова М.В., начальника участка автоматизации – Хмелидзе М.Е., ведущего инженера по ремонту службы ТОиР ГОП ОСК – Гулькина А.Ю. составили настоящий акт о внедрении результатов диссертационной работы Дудкина М.М., представленной на соискание ученой степени доктора технических наук и отмечает, что ряд положений, отмеченных как новые достижения в данной работе внедрены в состав систем управления силовых полупроводниковых преобразователей при проведении их модернизации.

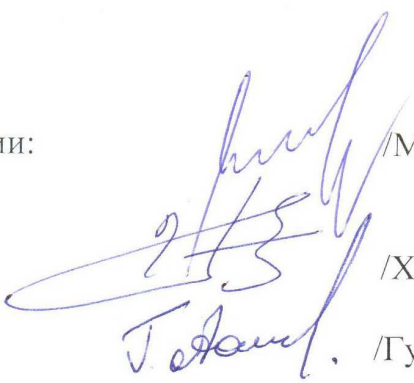
Комиссия отмечает, что внедренные в эксплуатацию дополнительные функциональные блоки в виде устройств интервало-кодовой синхронизации, позволяют заметно расширить функциональные возможности преобразователей в системах электроприводов тарельчатых питателей. При этом за счет применения каскадного интегрирующего устройства синхронизации достигается практическое устранение влияния помех, обусловленных коммутационными процессами, как в самом преобразователе, так и в системе электроснабжения. Необходимо также отметить, что внедренные в систему управления такие результаты, как методика настройки устройств синхронизации и интегрирующих фазосдвигающих устройств, способствуют повышению эффективности функционирования в целом всей системы.

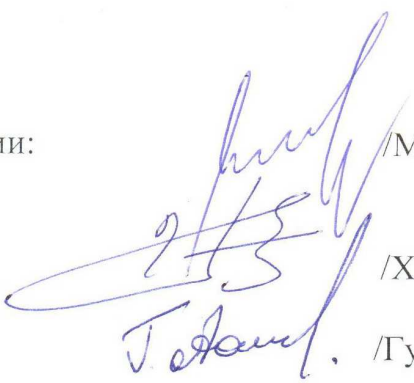
Результаты диссертационной работы Дудкина М.М. внедренные в производство в виде встроенных моноблоков в состав устройств, а также реализованные в виде методики наладки показали по оценкам специалистов положительное влияние на повышение работоспособности системы управления. При этом отмечается повышение надежности функционирования всей системы управления преобразователями питающих электроприводы технологическую группу обеспечения подготовки шихтового материала для спекания в агломашинах.

Председатель комиссии:

 /Мясников М.В./

Члены комиссии:

 /Хмелидзе М.Е./

 /Гулькин А.Ю./

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ООО НТЦ «Приводная техника»

А.Н. Самсонов

« сентябрь » 2014 г.

АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы
Дудкина Максима Михайловича**

КОМИССИЯ В СОСТАВЕ:

Председатель – Буланов А.А. – технический директор;

Члены комиссии: Дурманов Н.В. – начальник отдела автоматизации;
Балюк А.А. – начальник отдела автоматизации
грузоподъемных механизмов.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Дудкина М.М. «УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, используются в производственной деятельности ООО Научно-технический центр «Приводная техника».

1. При разработке частотных преобразователей тяговых электроприводов тракторов ДЭТ-400 в системе управления активного выпрямителя напряжения применен адаптивный блок синхронизации (патент РФ № 2531530) с интервало-кодовой диагностикой (патент РФ № 2465709) и блок модуляции (патент РФ № 2373624), которые обеспечивают высокую помехоустойчивость системы управления преобразователем к сигналам внешним помех, диагностику, а также автоподстройку частоты и фазы в установившемся и динамических режимах работы при изменении амплитуды и частоты на выходе автономного дизель-генератора.

2. При разработке высоковольтных тиристорных регуляторов напряжения для плавного пуска асинхронных двигателей в их системах управления используются адаптивное интегрирующее устройство синхронизации (патент РФ № 2513024), число-импульсное фазосдвигающее устройство (патент РФ № 2320071), устройство для потенциального разделения цепей постоянного тока (патент РФ № 2469392), аналого-цифровой преобразователь контура обратной связи по току (патент РФ № 2429563) и устройство интегрирующей защиты от исчезновения фазного напряжения (патент РФ № 2275723). Применение вышеперечисленных

устройств являются эффективным средством повышения метрологических показателей систем импульсно-фазового управления тиристорных преобразователей, их помехоустойчивости и эксплуатационной надежности при работе в условиях сети, имеющей нестабильные параметры, а также коммутационных и импульсных искажений.

Заключение

Применение устройств управления, в основе которых лежит способ интегрирующего развертывающего преобразования, обеспечивает повышенную помехоустойчивость и эксплуатационную надежность силовых вентильных преобразователей.

Председатель комиссии



А.А. Буланов

Члены комиссии:




Н.В. Дурманов

А.А. Балюк

ООО НПП «Учтех-Профи»
Юридический адрес:
454080, г. Челябинск, а/я 12431,
ул. Коммуны, д.147



Тел./факс:
(351) 267-95-23
e-mail: kigarmash@mail.ru
www.uralstend.ru

ИНН 7453177930, КПП 745301001, ОКПО 99259753
К/сч 30101810300000000976, БИК 047501976,
Р/сч 40702810885080000876 в филиале ОАО «УРАЛСИБ» в г. Челябинске



УТВЕРЖДАЮ
Директор
ООО НПП «Учтех-Профи»
Р.З. Хусаинов
«17» ноября 2014 г.

АКТ

**о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы
Дудкина Максима Михайловича**

КОМИССИЯ В СОСТАВЕ:

Председатель – Качалов А.В. – начальник лаборатории микропроцессорных систем ООО НПП «Учтех-Профи», к.т.н.

Члены комиссии: Пястолов А.В. – начальник лаборатории электроники ООО НПП «Учтех-Профи»;
Матвеев К.М. – начальник лаборатории электрических машин и электропривода ООО НПП «Учтех-Профи»,

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Дудкина М.М. «УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, внедрены в учебный процесс и используются в лабораторных стендах, серийно выпускаемых научно-производственным предприятием «Учебная техника – Профи».

1. Однофазный активный фильтр-компенсатор и однофазное нагрузочно-питающее устройство (патент РФ № 2345376) с системами управления на базе интегрирующего развертывающего преобразования, включая адаптивное устройство синхронизации (патент РФ № 2531530) –

Контактные лица: Гармаш Кирилл, Смирнова Жанна тел./факс 267-95-23, тел.: 267-97-94

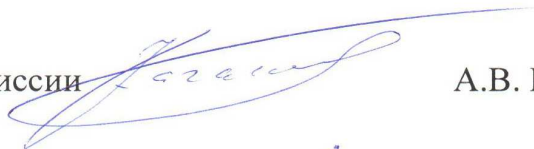
лабораторный комплекс «Энергосберегающая энергетическая электроника».

2. Реверсивный трехфазный тиристорный преобразователь с адаптивной интегрирующей системой управления, включающей адаптивное интегрирующее устройство синхронизации (патент РФ № 2513024), замкнутое интегрирующее фазосдвигающее устройство (патент РФ № 2373624), устройство для потенциального разделения цепей постоянного тока (патент РФ № 2469392), интегрирующий датчик нулевого тока (патент РФ № 2390906), число-импульсный аналого-цифровой преобразователь контура обратной связи по току (патент РФ № 2429563) – лабораторный стенд «Электрические машины».

3. Электропривод постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем и активным выпрямителем напряжения – лабораторный стенд «Системы электропривода ШИП-Д и ПЧ-АД».

Оборудование показало высокую надежность и точность в процессе эксплуатации, отличается повышенной помехоустойчивостью и температурной стабильностью характеристик.

Председатель комиссии



А.В. Качалов

Члены комиссии:




А.В. Пястолов

К.М. Матвеев

Контактные лица: Гармаш Кирилл, Смирнова Жанна тел./факс 267-95-23, тел.: 267-97-94



УТВЕРЖДАЮ
Ректор ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ),
д-р техн. наук, профессор

А.Л. Шестаков

2014 г.

АКТ

**об использовании результатов докторской диссертационной работы
Дудкина Максима Михайловича «УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ
ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ
ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ» (специальность 05.09.12) в
учебном процессе**

КОМИССИЯ В СОСТАВЕ:

Председатель – Ганджа С.А., д-р. техн. наук, профессор, декан
энергетического факультета.

Члены комиссии: Цытович Л.И., д-р. техн. наук, профессор, заведующий
кафедрой «Электропривод и автоматизация
промышленных установок»;
Усынин Ю.С., д-р. техн. наук, профессор, профессор
кафедры «Электропривод и автоматизация
промышленных установок»,

составила настоящий акт о том, что результаты докторской диссертационной работы Дудкина М.М. используются кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южно-Уральский государственный университет» (национальный исследовательский университет) в учебном процессе при подготовке бакалавров, магистров и аспирантов направления подготовки 140400 «Электроэнергетика и электротехника».

В дисциплинах учебных планов названного направления, таких как «Силовая электроника», «Вентильные преобразователи постоянного и переменного тока», «Элементы систем автоматики», «Системы управления вентильными преобразователями», «Схемотехника преобразователей с высокими энергетическими показателями», а также в учебных пособиях и лабораторных стендах по данным дисциплинам используются следующие результаты диссертационной работы Дудкина М.М.

1. Новые схемотехнические решения при разработке лабораторных стендов «Промышленная электроника», «Силовая электроника»,

«Энергосберегающая энергетическая электроника», «Энергосбережение в автономных системах», «Основы цифровой техники» которые подтверждаются патентами на изобретения, указанных в табл. 1.

Таблица 1

Лабораторный стенд	Номер патента	Название патента
«Промышленная электроника» и «Силовая электроника»	2275723	Устройство защиты тиристорного преобразователя
	2513024	Адаптивное интегрирующее устройство синхронизации
	2373624	Фазосдвигающее устройство
	2396683	Система импульсно-фазового управления
	2390906	Датчик нулевого тока
	2469392	Устройство для потенциального разделения цепей постоянного тока
	2429563	Реверсивный число-импульсный аналого-цифровой преобразователь
	2462804	Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения
«Энергосберегающая энергетическая электроника» и «Энергосбережение в автономных системах»	2345376	Нагрузочно-питающее устройство
	2312452	Система управления группой электроприводов водяных насосов
	2531530	Адаптивное интегрирующее устройство синхронизации
	2320071	Фазосдвигающее устройство
	2408969	Многозонный частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения
	2490685	Частотно-широотно-импульсный регулятор переменного напряжения с симметрированной нагрузкой
«Основы цифровой техники»	2460134	Аналого-цифровой датчик нулевого тока
	2460210	Интегрирующий преобразователь «Аналог – Цифра – Аналог»
	2464702	Интегрирующий число-импульсный аналого-цифровой преобразователь
	2491715	Скоростной преобразователь «Аналог – Цифра – Аналог» с бестактовым поразрядным уравниванием

2. Математические модели в среде *MatLab+Simulink* элементов систем управления, включая синхронизирующие и фазосдвигающие устройства, аналого-цифровые преобразователи, датчики электрических параметров и преобразователей напряжения в частоту импульсов, построенных на основе интегрирующего развертывающего преобразования и рассмотренных в главах II–V диссертации. Рекомендации по рациональному выбору

параметров вышеперечисленных устройств. Указанные модели используются в ходе проведения лабораторных работ по курсам: «Элементы систем автоматики», «Системы управления вентильными преобразователями».

3. Математические модели в среде *MatLab+Simulink* силовых вентильных преобразователей (ВП) с адаптивными интегрирующими системами управления и улучшенными эксплуатационными характеристиками, рассмотренных в главах VI–VII диссертации. В состав моделей ВП входят:

- однофазные и трехфазные реверсивные и нереверсивные тиристорные преобразователи для технологических установок постоянного тока, в том числе и электропривода;
- реверсивный широтно-импульсный преобразователь для электропривода постоянного тока;
- тиристорные регуляторы напряжения для плавного пуска асинхронных электроприводов различного класса и мощности;
- частотно-широтно-импульсный регулятор переменного напряжения для технологических установках инерционных объектов, например, систем терморегулирования;
- однофазный активный фильтр-компенсатор для улучшения энергетических показателей системы электроснабжения.

Указанные модели силовых ВП используются в ходе проведения лабораторных работ по курсам: «Силовая электроника», «Вентильные преобразователи постоянного и переменного тока», «Схемотехника преобразователей с высокими энергетическими показателями».

4. Для освоения вышеуказанных дисциплин подготовлено семь учебных пособий:

- Гельман, М.В. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 424 с.;
- Дудкин, М.М. Элементы информационной электроники систем управления вентильными преобразователями: монография / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 362 с.;
- Гельман, М.В. Вентильные преобразователи постоянного и переменного тока: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2013. – 228 с.;
- Физические основы электроники: учебное пособие к лабораторным работам / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, Н.М. Сапрунова, О.Г. Терещина. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. – 96 с.;
- Преобразовательная техника: учебное пособие к лабораторным работам / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, Н.М. Сапрунова, О.Г. Терещина. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. – 161 с.;

– Брылина, О.Г. Силовая электроника: учебное пособие к виртуальным лабораторным работам / О.Г. Брылина, М.В. Гельман, М.М. Дудкин. – Челябинск: Издательский центр ЮурГУ, 2012. – 146 с.;

– Схемотехника преобразователей с высокими энергетическими показателями: методические указания к самостоятельной работе / сост.: М.В. Гельман, М.М. Дудкин. – Челябинск: Издательский центр ЮурГУ, 2013. – 17 с.

Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у будущих выпускников соответствующей ступени высшего образования более глубокие знания в области силовой преобразовательной техники, а также существенно повысить качество подготовки кадров по направлению «Электроэнергетика и электротехника».

Председатель комиссии



С.А. Ганджа

Члены комиссии:



Л.И. Цытович



Ю.С. Усынин

УТВЕРЖДАЮ
Ректор ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ),
д-р техн. наук, профессор
А.Л. Шестаков
_____ 2014 г.



АКТ

**о внедрении в учебный процесс результатов диссертационной работы
Дудкина Максима Михайловича**

КОМИССИЯ В СОСТАВЕ:

Председатель – Ганджа С.А., д-р. техн. наук, профессор, декан
энергетического факультета.

Члены комиссии: Хохлов Ю.И., д-р. техн. наук, профессор, заведующий
кафедрой «Системы электроснабжения»;
Воронин С.Г., д-т. техн. наук, профессор, заведующий
кафедрой «Электромеханика и электромеханические
системы»,

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Дудкина М.М. «УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕСТАБИЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ» (специальность 05.09.12), представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, внедрены в учебный процесс и используются в лабораториях кафедр энергетического факультета Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южно-Уральский государственный университет» (национальный исследовательский университет).

1. Однофазный активный фильтр-компенсатор с адаптивной интегрирующей системой управления (в кол. 1 шт.) – лабораторный стенд «Энергосберегающая энергетическая электроника», кафедра «Системы электроснабжения». Устройство предназначено для улучшения показателей

качества системы электроснабжения за счет компенсации пассивной мощности искажений, создаваемой нелинейными нагрузками переменного тока.

2. Однофазное нагрузочно-питающее устройство (патент РФ № 2345376) с системой управления на базе интегрирующего развертывающего преобразования (в кол. 1 шт.), включая адаптивное устройство синхронизации (патент РФ № 2531530) – лабораторный стенд «Энергосберегающая энергетическая электроника», кафедра «Системы электроснабжения». Устройство предназначено для испытания силовых вентильных преобразователей, как в выпрямительном, так и инверторном режимах работы, обеспечивает высокие энергетические показатели со стороны источника электроснабжения, а также позволяет экономить потребление электрической энергии во время проведения испытаний путем передачи ее обратно в сеть переменного тока.

3. Реверсивный трехфазный тиристорный преобразователь с адаптивной интегрирующей системой управления (в кол. 7 шт.), включающей адаптивное интегрирующее устройство синхронизации (патент РФ № 2513024), замкнутое интегрирующее фазосдвигающее устройство (патент РФ № 2373624), устройство для потенциального разделения цепей постоянного тока (патент РФ № 2469392), интегрирующий датчик нулевого тока (патент РФ № 2390906), число-импульсный аналого-цифровой преобразователь контура обратной связи по току (патент РФ № 2429563) – лаборатория «Электрических машин переменного тока и электрических аппаратов», кафедра «Электромеханика и электромеханические системы». Преобразователь используется для управления нагрузочными машинами постоянного тока, обеспечивая возврат электрической энергии в источник электроснабжения, при исследовании электрических машин переменного тока, что позволяет экономить потребление электрической энергии.

Вышеперечисленное оборудование является энергосберегающим, обеспечивает улучшение показателей качества систем электроснабжения, отличается повышенной помехоустойчивостью и температурной стабильностью характеристик за счет построения систем управления на базе интегрирующего развертывающего преобразования.

Председатель комиссии

С.А. Ганджа

Члены комиссии:

Ю.И. Хохлов

С.Г. Воронин

Приложение 2.
Перечень сокращений

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

АВН	Активный выпрямитель напряжения
АФК	Активный фильтр-компенсатор
АД	Асинхронный двигатель
АИ	Аналоговый интегратор
АИН	Автономный инвертор напряжения
АЛУ	Арифметическо-логическое устройство
АМ	Амплитудный модулятор
АМП	Противофазная амплитудная модуляция
АМС	Синфазная амплитудная модуляция
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
АЧИМ	Амплитудно-частотно-импульсная модуляция
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
АЧШИМ	Амплитудно-частотно-широотно-импульсная модуляция
БЗ	Блок задержки
БЗТ	Блок задания тока
БКЧ	Блок коррекции частоты
БМ	Блок модуляции
БО	Блок ограничения
БОУ	Блок ограничения углов
БС	Блок синхронизации
БСВ	Блок силовых вентилях
В	Выпрямитель
ВП	Вентильный преобразователь
ВЭП	Вентильный электропривод
ГВИ	Генератор высокочастотных импульсов
ГГК	Генератор гармонических колебаний
ГИ	Генератор импульсов
ГКИ	Генератор коротких импульсов
ГПН	Генератор пилообразного напряжения
ГРФ	Генератор развертывающей функции
Д	Двигатель
ДЗ	Дифференцирующее звено
ДМ	Демодулятор
ДН	Датчик напряжения
ДОС	Датчик обратной связи
ДНТ	Датчик нулевого тока
ДПЧ	Двухзвенный преобразователь частоты
ДТ	Датчик тока
Д_t	Датчик температуры

И	Интегратор
ИА	Измеритель амплитуды
ИК	Источник кода
ИМ	Импульсный модулятор
Ин.	Инвертор
ИП	Источник питания
ИРП	Интегрирующий разветвляющий преобразователь
К	Компаратор
Кл.	Ключевой элемент
КПД	Коэффициент полезного действия
Л	Логический элемент
ЛАЧХ	Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
ЛПУ	Логическое переключающее устройство
МН	Масляный насос
Н	Нагрузка
НВ	Неуправляемый выпрямитель
НИР	Научно-исследовательская работа
НПУ	Нагрузочно-питающее устройство
НПЧ	Непосредственный преобразователь частоты
НЭ	Нелинейный элемент
ОВ	Одновибратор
ОДП	Область достоверной передачи
ОЗД	Область замедленной дискретизации
ОУ	Операционный усилитель
П	Повторитель
ПЗ	Пропорциональное звено
ПЗУ	Постоянное запоминающее устройство
ПИ	Пропорционально-интегральный регулятор
ПНЧ	Преобразователь напряжения в частоту импульсов
ППН	Преобразователь периода в напряжение
ПСЧ	Преобразователь сопротивления в частоту импульсов
ПХ	Переключатель характеристик
ПЧ	Преобразователь частоты
ПЭДС	Противо-ЭДС
РИ	Распределитель импульсов
РП	Разветвляющий преобразователь
РПН	Регулятор переменного напряжения
РС	Регулятор скорости
РТ	Регулятор тока
РЭ	Релейный элемент
САУ	Система автоматического управления

СБ	Силовой блок
СИФУ	Система импульсно-фазового управления
СК	Счетный канал
СУ	Система управления
СУП	Система управления преобразователем
СУС	Схема управляющих сигналов
СС	Система синхронизации
ТП	Тиристорный преобразователь
ТРН	Тиристорный регулятор напряжения
ТЭН	Теплоэлектронагреватель
У	Усилитель
УВК	Устройство вычитания кодов
УЗС	Узел согласования
УН	Умножитель напряжения
УС	Устройство синхронизации
УС–ВФ	Устройства синхронизации с ведомым уровнем фиксации
УС–ИФ	Устройство синхронизации с интегрирующей фиксацией
УС–НФ	Устройство синхронизации с независимым уровнем фиксации
УС–СФ	Устройство синхронизации со следящей фиксацией
УСК	Устройство сравнения кодов
УТ	Устройство торможения
УЧ	Умножитель частоты
Ф	Фильтр
ФИ	Формирователь импульсов
ФП	Функциональный преобразователь
ФР	Формирователь-распределитель импульсов управления
ФСУ	Фазосдвигающее устройство
ФЦП	Федеральная целевая программа
ФЧХ	Фазо-частотная характеристика
ФЭ	Фиксирующий элемент
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
ЦИ	Цифровой интегратор
ЦК	Цифровой компаратор
ЦФ	Цифровой фильтр
ЧИМ	Частотно-импульсная модуляция
ЧШИМ	Частотно-широотно-импульсная модуляция
ШИМ	Широтно-импульсная модуляция
ШИМ-1	Широтно-импульсная модуляция первого рода
ШИМ-2	Широтно-импульсная модуляция второго рода
ШИМ-3	Широтно-импульсная модуляция третьего рода
ШИП	Широтно-импульсный преобразователь

ЭВМ	Электронно-вычислительная машина
ЭДС	Электродвижущая сила
ЭМФ	Электромагнитный фильтр
ЯС	Ячейка сдвига
DA	Операционный усилитель
DC	Дешифратор
DL	Элемент задержки
G	Высокочастотный генератор импульсов
MX	Мультиплексор
RG	Регистр памяти
CT	Цифровой счетчик
T	Триггер
ТС	Трансформатор тока
TV	Трансформатор напряжения
Σ	Сумматор