МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.И. Доманов, А.В. Доманов,
К.Е. Карпухин, А.В. Мишин

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ

Ульяновск
УлГТУ
2018

УДК 621.3.014.31
ББК 31.241
Д 66

Рецензенты:
д-р физ.-мат. наук В.В. Светухин (НИТИ им. С.П. Капицы УлГУ)
д-р техн. наук В.А. Сергеев (Ульяновский филиал ФГБУН
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН)
Научный редактор канд. техн. наук В.И. Доманов

УДК 621.3.014.31

Доманов, В.И.
Разработка и исследование систем управления током электрической дуги / В.И. Доманов, А.В. Доманов, К.Е. Карпухин, А.В. Мишин. – Ульяновск : УлГТУ, 2018. – 242 с.

Монография посвящена вопросам разработки и исследования систем управления электрической дугой постоянного тока. Описывается синтез систем управления для плавильных печей и дуговой сварки. Рассмотрены режимы работы с учетом нелинейностей, случайных воздействий и параметрических изменений. Предложены технические решения, повышающие стабильность работы и снижающие чувствительность к вариациям параметров. Выполнен синтез и разработаны устройства управления для конкретных систем.

В монографии рассмотрены различные системы управления дугой постоянного тока. Проведены исследования по повышению энергоэффективности таких устройств. Выполнен синтез системы с учетом оператора как звена системы.

Книга предназначена для инженерно-технических работников и студентов электротехнических специальностей.

© Доманов В.И., Доманов А.В.,
Карпухин К.Е., Мишин А.В., 2018

ISBN 978-5-9795-1832-9

© Оформление. УлГТУ, 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ 6
ВВЕДЕНИЕ 7

ГЛАВА 1. ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА. 11
1.1. Теория, описание, особенности ТЭД на постоянном токе, области применения 11
1.2. Дуга: природа, условия возникновения и существования, основные соотношения 14
1.3. Математическое описание и модель дуги. Связь основных параметров дуги с внешними воздействиями 17
1.4. Источники сварочного тока: требования, варианты конструкции 23
1.5. Особенности работы высокочастотного трансформатора 30
1.6. Анализ работы системы управления током дуговой сталеплавильной печи постоянного тока (ДСППТ) 43
1.7. Особенности работы ДСППТ 48

ГЛАВА 2. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА 57
2.1. Пути повышения показателей качества систем управления током дуги 57
2.2. Анализ приводов перемещения электрода 59
2.3. Анализ датчиков электрических величин 66
2.4. Определение параметров электрогидравлического привода перемещения электрода 70
2.5. Микроконтроллерная система управления электрогидравлическим приводом 76
2.6. Анализ датчиков скорости 80

2.7. Составление модели системы управления током ДСППТ 88
2.8. Анализ линеаризованной модели системы управления.....93
2.9. Составление модели нелинейной системы. 94
2.10. Моделирование нелинейной системы 99
2.11. Анализ чувствительности системы управления
током ДСППТ 104
2.12. Анализ системы управления током ДСППТ
при воздействии помех 111
2.13. Влияние пульсаций тока и пути их снижения 115

ГЛАВА 3. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКОЙ.....125
3.1. Обоснование применения адаптивного регулятора в системе
управления электродуговой сварки 125
3.2. Человек как элемент системы
автоматического управления.....131
3.3. Понятие адаптации.....136
3.4. Синтез системы управления инвертором с низкой
чувствительностью.....141
3.5. Синтез системы с учетом оператора.....149
3.6. Синтез структуры вычислителя параметров
случайного сигнала 157
3.7 Синтез структуры адаптивного регулятора,
алгоритм работы, конструкция, методика настройки 160

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....166
4.1. Разработка и испытание блока управления
электрогидравлическим приводом перемещения электрода.....166
4.2. Исследование датчика скорости перемещения электрода.....171

4.3. Экспериментальные исследования системы управления током ДСППТ в различных режимах.....173
4.4. Обработка экспериментальных данных. 178
4.5. Сравнение результатов моделирования с реальными процессам.....187

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКОЙ.....196
5.1. Описание экспериментальной установки.....196
5.2. Моделирование электродуговой сварки.....202
5.3. Моделирование работы адаптивного регулятора.....208
5.4. Сравнительный анализ результатов натурных экспериментов и моделирования 217

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....225
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....227

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электрическая дуга является сложным техническим процессом. Системы управления тока дуги должны учитывать ряд особенностей: существенную нелинейность, чувствительность к различным факторам, работу источника тока, влияние оператора или привода подачи и т. д.

Современные системы управления частично решают отмеченные задачи. В то же время управление тока дуги постоянно совершенствуется, используются новые приводы подачи, источники тока, более современные структуры построения и др. Это позволяет повысить эффективность процессов с применением электрической дуги: сократить число технологических коротких замыканий и обрывов дуги, повысить стабильность тока. Поэтому создание современных высокоэффективных систем управления тока дуги является актуальной задачей.

Предлагаемая монография подготовлена по результатам научно-исследовательских работ при участии и руководстве сотрудников кафедры «Электропривод и АПУ» Ульяновского государственного технического университета. Разработаны перспективные решения, позволяющие создать системы управления током электрической дуги с новыми техническими характеристиками. Рассмотрены системы управления дугой постоянного тока для сталеплавильной печи и электродуговой сварки. Разработаны элементы системы для управления этими объектами. Приведены результаты экспериментов. Результаты работ внедрены на действующих объектах и в опытных образцах.

Авторы будут признательны читателям за отзывы, замечания и предложения, которые можно направлять по адресу: 432027, г. Ульяновск, ул. Северный Венец, 32, Ульяновский государственный технический университет, кафедра «Электропривод и АПУ», телефон (8422) 77-81-04, e-mail: eapu@ulstu.ru.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время технологические процессы на основе электрической дуги широко внедряются в различные отрасли: строительство, машиностроение, металлургия и др. При этом постоянно возрастают требования к системам управления током дуги с целью повышения качества и энергоэффективности.

В первой главе рассматривается дуга как элемент системы управления, ее природа, условия возникновения и существования, основные соотношения. Приводятся математическое описание и модель сварочной дуги, связываются основные параметры дуги с внешними воздействиями.

Силовая часть источника тока дуги, его конструкция, существенно влияют на основные качественные характеристики устройства – энергоэффективность, надежность и компактность. В связи с этим проводится сравнительный анализ инверторов тока и обосновывается выбор наиболее оптимального решения для выполнения поставленных задач.

Проведен сравнительный анализ различных адаптивных систем, определены их достоинства и недостатки. Обосновывается применение адаптивного регулятора в системе управления током сварочной дуги.

В работе анализируется применение ленточных проводников для обмотки высокочастотного трансформатора, что так же позволяет существенно снизить влияние эффекта близости и скин-эффекта. Тонкая лента шириной, равной ширине обмотки, наиболее удобна для низких выходных напряжений, где требуется высокий ток в обмотке, большое сечение провода и всего несколько витков.

Рассматривается также электрическая дуга в сталеплавильной печи постоянного тока (ДСППТ). Процесс плавки металла в такой печи сопровождается изменением параметров силовой цепи, которое ведет к увеличению пульсаций силового тока, эксплуатационным

коротким замыканиям и обрывам дуги. Это приводит к увеличению времени плавки и снижению энергетической эффективности установки.

Для решения этих задач созданы математические модели основных узлов системы и объекта исследований, изучены условия возникновения и существования дуги, выполнен синтез системы управления и ее элементов с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям.

Одним из возможных путей снижения пульсаций в контуре регулирования является разработка системы управления с низкой чувствительностью к изменениям параметров силовой цепи ДСППТ. Для снижения чувствительности к изменяющимся параметрам и снижения пульсаций силового тока предложена структура с узлом упреждающей коррекции, разработанной в УлГТУ Боровиковым М.А. Система, построенная таким образом, становится частично инвариантной, что позволяет сохранить высокое быстродействие при изменяющихся параметрах.

Решение задачи построения системы управления током ДСППТ требует синтеза структуры, удовлетворяющей технологическим требованиям, разработки датчиков и их математических моделей, обеспечивающих работу системы управления.

Дуга имеет явно выраженную нелинейную характеристику, что существенно влияет на динамические свойства системы регулирования тока. Поэтому разработка математической модели дуги, позволяющей учесть ее нелинейные зависимости, является актуальной задачей при построении системы управления.

Вторая глава посвящена разработке системы управления током дуговой сталеплавильной печи (ДСППТ).

Механизм перемещения электрода имеет большое значение для управления электрическим режимом печи. Его работа определяет качество автоматического регулирования электрического режима

плавки, которое, в свою очередь, оказывает влияние на производительность печи, удельный расход электроэнергии. Анализируется работа широко применяемого в таких системах электрогидропривода.

Особенностью этого привода является наличие гистерезиса в рабочей характеристике. Для управления электрогидравлическим приводом перемещения электрода была разработана программа для микроконтроллера. Применение разработанной программы в составе блока управления приводом перемещения электрода позволяет минимизировать зону нечувствительности и исключить гистерезис на рабочем участке характеристики привода.

Для реализации упреждающей коррекции в составе системы управления ДСППТ необходимо выполнить измерение скорости перемещения электрода. Для получения требуемого сигнала использован микромеханический датчик.

ДСППТ является сложным объектом, на который действуют управляющие и возмущающие воздействия. В процессе исследования было проведено моделирование системы управления током ДСППТ. Приведенная схема является нелинейной, ее параметры существенно зависят от режима работы и содержат случайную составляющую. Случайная составляющая определяется различными факторами, в том числе процессом обвала шихты во время плавки и вариациями в исходном материале шихты.

Применение упреждающей коррекции позволяет понизить чувствительность системы управления ДСППТ, что повышает стабильность режимов работы, уменьшает уровень пульсации силового тока, в результате чего снижаются потери электроэнергии.

Третья глава посвящена синтезу системы управления сварочным током с низкой чувствительностью к параметрическим изменениям, учитывающей влияние оператора как звена автоматического регулирования.

В процессе ручной электродуговой сварки человек становится звеном технологического процесса, а именно – обеспечивает стабильность горения дуги (поддерживает длину дугового промежутка в допустимых пределах). Таким образом он оказывается включенным в контур управления, и его параметры влияют на показатели сварки: производительность, качество шва и т. д.

В реальных системах кроме детерминированных сигналов всегда присутствуют сигналы, имеющие случайный характер. Одним из критериев качества можно считать уровень дисперсии выходного сигнала при воздействии на систему случайного процесса. В рассматриваемом случае в качестве случайной составляющей выступает изменение длины дуги.

В четвертой главе проводятся экспериментальные исследования модели, разработанных элементов и САУ электродуговой печи в целом.

Полученные в ходе экспериментальных исследований данные протоколов тока обрабатывались с помощью программы MS Excel 2003.

Для анализа статистических свойств случайных процессов применялся метод случайных выборок, заключающийся в том, что непрерывный шумовой сигнал путем аналого-цифрового преобразования заменяется его дискретными отсчетами.

Анализ экспериментальных данных, полученных в ходе протоколирования тока в процессе плавки металла в ДСППТ, позволяет судить о правильности принятых мер по повышению качества системы управления ДСППТ.

В пятой главе приведены результаты экспериментов в системе управления сварочным током. Исследовалась работа сварочного инвертора с адаптивным регулятором, с учетом разработанных решений по снижению чувствительности к колебаниям нагрузки. Определена энергоэффективность предлагаемых устройств.

ГЛАВА 1. ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ДУГА

1.1. Теория, описание, особенности ТЭД на постоянном токе, области применения

Дуга – мощный стабильный разряд электричества в ионизированной атмосфере газов и паров металла, покрытий, флюса. Ионизация дугового промежутка происходит во время зажигания дуги и непрерывно поддерживается в процессе ее горения. Процесс зажигания дуги в большинстве случаев включает в себя три этапа [92]:

- короткое замыкание электрода на заготовку;
- отвод электрода на расстояние 3-6 мм;
- возникновение устойчивого дугового разряда.

Короткое замыкание выполняется для разогрева торца электрода и заготовки в зоне контакта с электродом. После отвода электрода с его разогретого торца (катода) под действием электрического поля начинается термоэлектронная эмиссия электронов. Столкновение быстродвижущихся по направлению к аноду электронов с молекулами газов и паров металла приводит к их ионизации. По мере разогрева столба дуги и повышения кинетической энергии атомов и молекул происходит дополнительная ионизация за счет их соударения. Отдельные атомы также ионизируются в результате поглощения энергии, выделяемой при соударении других частиц. В результате дуговой промежуток становится электропроводным и через него начинается разряд электричества. Процесс зажигания дуги заканчивается возникновением устойчивого дугового разряда [2, 4, 13, 92].

Одной из основных характеристик дуги является вольт-амперная характеристика (ВАХ), характеризующая связь между напряжением и силой тока сварочной дуги. Характеристика

дуги состоит из трех участков: падающего, статического и возрастающего.

Статическая вольт-амперная характеристика сварочной дуги показана на рис. 1.1.

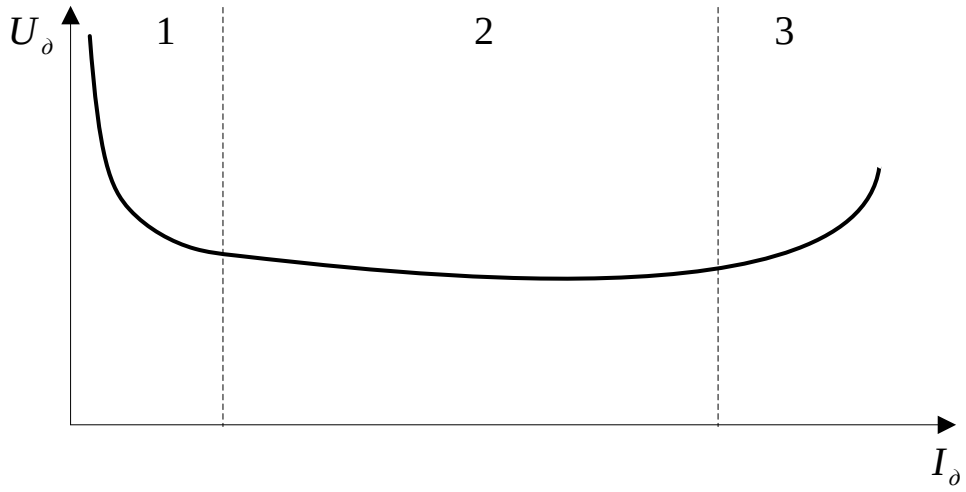
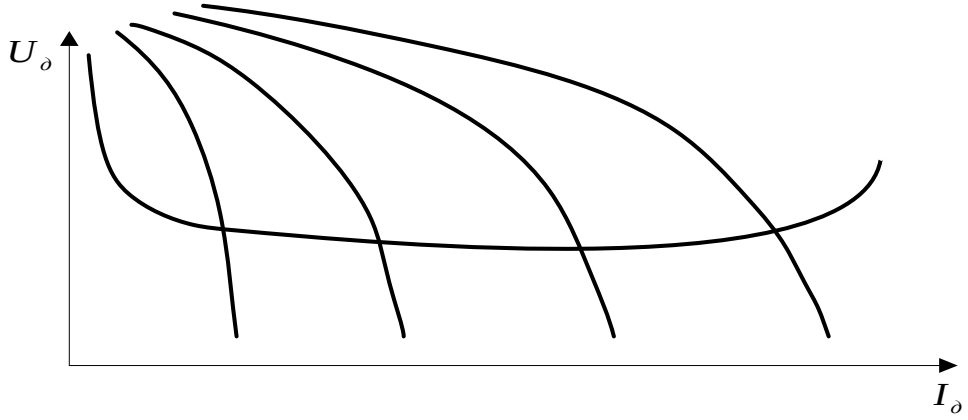


Рис. 1.1. Статическая вольт-амперная характеристика дуги.

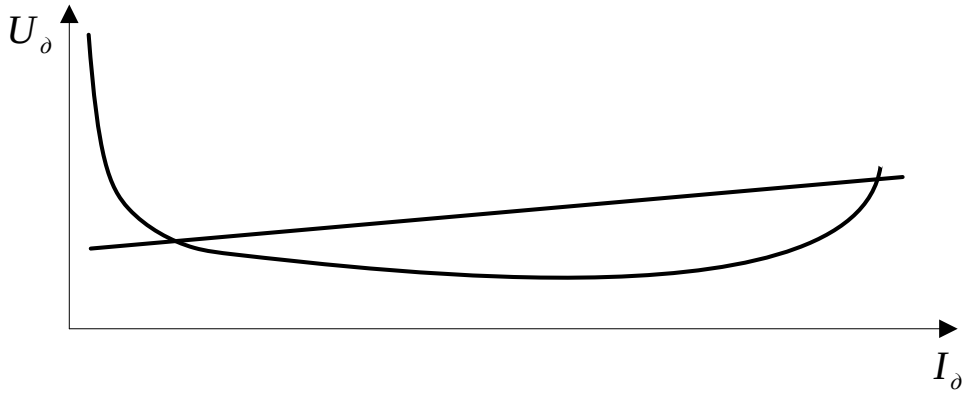
Для стабильного горения дуги требуется равенство между напряжением и током дуги ($U_д$ и $I_д$) и напряжением и током источника питания ($U_{ип}$ и $I_{ип}$). Данное равенство возможно, когда точки пересечения вольт-амперных характеристик дуги и источника питания являются точками устойчивого горения дуги, как показано на рис. 1.2 [54, 55, 61, 66].

Вследствие колебания длины дуги меняется напряжение дуги, и вольт-амперная характеристика дуги имеет падающую форму (зона 1, рис. 1.1). Поэтому для горения дуги применяются ИП с крутопадающей вольт-амперной характеристикой, она обеспечивает отсутствие колебаний тока при изменении напряжения дуги.



а)

б)



в)

Рис. 1.2. Вольт-амперные характеристики источников питания
в соотнесении их со статической ВАХ дуги:
а) падающие, б) жесткая, в) возрастающая

1.2. Дуга: природа, условия возникновения и существования, основные соотношения

Дуга (дуговой разряд) представляет собой длительный электрический разряд, происходящий при атмосферном давлении в газовом промежутке между двумя электродами.

Впервые дуговой разряд был описан В.В. Петровым в 1802 году Дуговые разряды широко используются в различных областях – они могут быть источниками света в специальных лампах сверхвысокого давления СВД, использоваться в газотронах, тиратронах и т. д. Особенно широкое применение электрическая дуга получила в металлургии и сварочной технике для нагрева и плавления металлов.

Схема дуги прямого действия постоянного тока, горящей между металлическим электродом *1* и металлом *4*, показана на рис. 1.3. Дуга состоит из столба *3*, основание которого расположено в углублении (кратере) *7*, образующемся на поверхности ванны *6* расплавленного металла. Столб дуги имеет цилиндрическую или слегка коническую форму. Верхняя часть столба соприкасается с сильно раскаленной поверхностью электрода *1* в области *8*, называемой катодным пятном. Основание столба расположено на металле и ограничивается областью *5*, называемой анодным пятном.

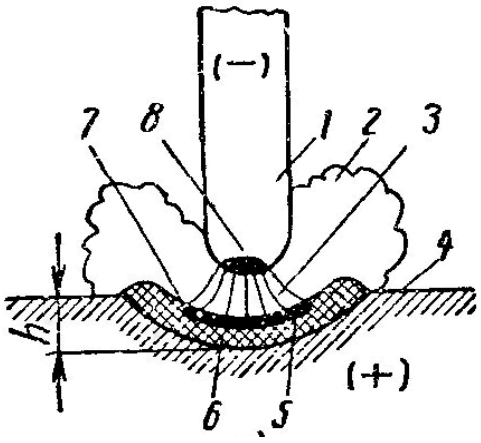


Рис. 1.3. Схема электрической дуги прямого действия, *1* – электроды, *2* – факел дуги, *3* – столб дуги, *4* –металл, *5* – анодное пятно, *6* – ванна расплавленного металла, *7* – кратер, *8* – катодное пятно.

Вещество столба, плазма, состоит из раскаленных, сильно ионизированных газов. В столбе сосредоточено основное количество энергии дуги, вследствие этого в его осевой части расположена зона наиболее высоких температур, достигающих значений от 5500 до 7800 °С. Чем выше плотность тока в дуге, тем выше температура ее столба. Снаружи столб окружен ореолом пламени *2* из нагретых паров и газов, имеющих более низкую температуру.

Процесс возникновения дуги можно описать следующим образом [21]: при касании концом электрода металла происходит короткое замыкание цепи. Ток мгновенно расплавляет электрод или металл, вследствие чего между электродом и металлом образуется прослойка жидкого металла. В следующий момент электрод отводится.

Термо- и автоэлектронная эмиссия электронов катодом создает условия для дальнейшего устойчивого горения дуги.

Напряжение дуги, т. е. напряжение между электродом и металлом, зависит от ее длины. Чем короче дуга, тем ниже напряжение при неизменном токе в дуге. Это объясняется тем, что при длинной дуге сопротивление газового промежутка будет больше, т. е. чем выше сопротивление, тем выше должно быть напряжение для того чтобы обеспечить прохождение того же тока в цепи. Общее падение напряжения (рис. 1.4) в дуге ($U_д$) складывается из падения напряжения в катодной зоне ($U_к$), в столбе дуги ($U_{ст}$) и в анодной зоне ($U_а$):

$$U_д = U_к + U_с + U_а, \qquad (1.1)$$

Данное выражение описывает регулировочную характеристику дуги. Она кусочно-линейна и показывает, как изменяется напряжение дуги при изменении длины дуги и неизменном токе [59].

Приближенно напряжение дуги можно выразить линейным уравнением [59]:

$$U_д = a + bl_д, \qquad (1.2)$$

Электрическая дуга как элемент цепи тока обладает ярко выраженной нелинейностью, т. е. между ее током I и напряжением U нет пропорциональной связи. Зависимости $U=f(I)$ при прочих неизменных условиях для таких элементов изображаются в виде кривых – вольт-амперных характеристик. Обычно с изменением тока меняются скорости струй паров, истекающих из активных пятен электродов, расположение пятен на поверхности последних, размеры областей столба, затененных электродами от воздействия струй защитных газов, давление газа в полости закрытых дуг и т. д. Поэтому в чистом виде зависимости $U_д = f(I_д)$ для сварочных дуг построить практически не удается.

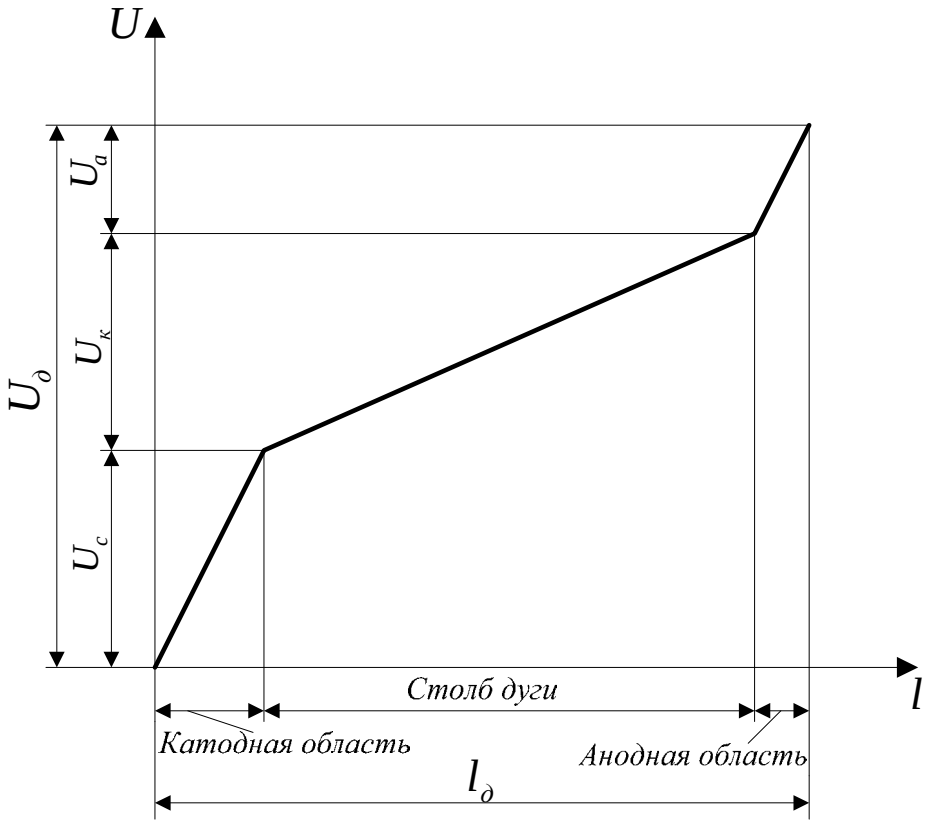


Рис. 1.4. Изменение напряжения по длине дугового промежутка.

Наиболее простой зависимостью $U_д$ от $I_д$ характеризуются свободные дуги с неплавящимися электродами. Как показывают

многочисленные измерения [27, 59], эти зависимости являются падающими (рис. 1.5).

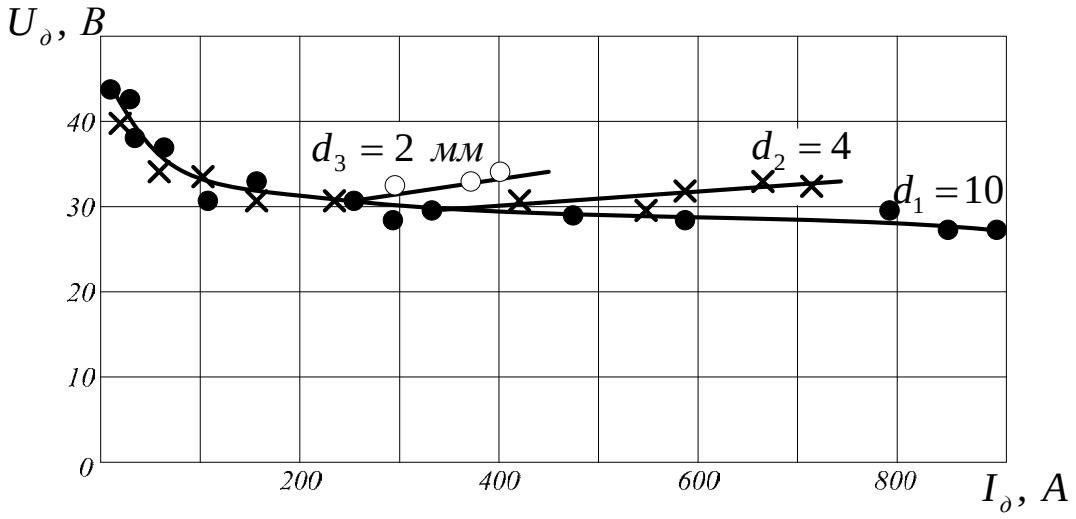


Рис.1.65. Вольт-амперные характеристики открытой дуги

1.3. Математическое описание и модель дуги. Связь основных параметров дуги с внешними воздействиями

Характерной особенностью дуги, отличающей ее от других видов разряда, является то обстоятельство, что нескомпенсированные пространственные заряды сосредоточены в приэлектродных областях – у катода положительный, у анода отрицательный. Поступление зарядов в столб дуги обеспечивается эмиссией электронов с катода и процессами ионизации в промежутке.

Плавка металла осуществляется за счет энергии электрической дуги. Регулирование электрического режима осуществляется изменением длины дуги посредством перемещения электрода и регулирования тока. Из-за наличия в приэлектродных областях пространственных зарядов возникают приэлектродные падения потенциала. Приэлектродные процессы вызывают неравномерное распределение потенциала по длине дуги. Из-за небольшой протяженности приэлектродных областей катодное и анодное падения потенциала могут быть представлены в виде скачков напряжения. Ввиду отсутствия в столбе дуги нескомпенсированных

объемных зарядов напряжение по длине столба меняется монотонно примерно по линейному закону [32-34].

$$U_{ст.д.} = \beta l_д, \qquad (1.3)$$

где β – параметр, называемый градиентом потенциала и равный средней напряженности электрического поля в столбе.

Тогда полное напряжение дуги:

$$U_Д = U_K + U_A + \beta l_д = U_{K\text{-}A} + \beta l_д, \qquad (1.4)$$

где $U_{K\text{-}A} = U_K + U_A$ – сумма приэлектродных падений потенциала.

Для нерегулируемого источника E_0 характеристика $I_д = f(l_д)$ представлена на рис. 1.6.

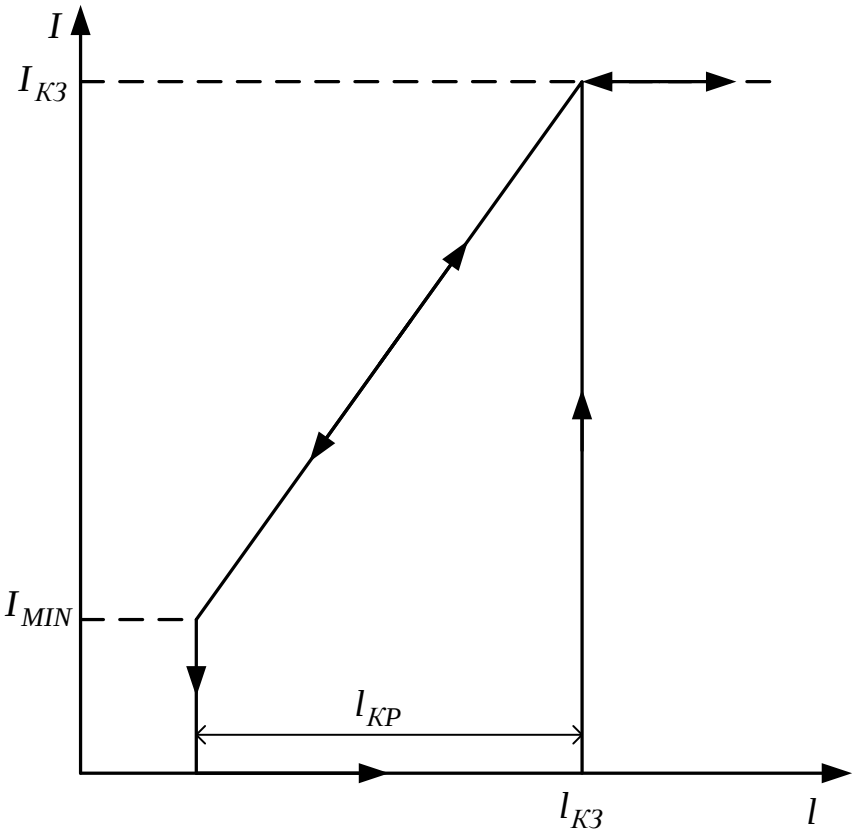


Рис. 1.6. Зависимость тока дуги от длины дуги:

I_{MIN} – ток обрыва дуги,

$l_{КЗ}$ – расстояние от верхней точки положения электрода до металла

Для этого случая возможность регулирования непрерывного тока дуги ограничена диапазоном $I_{MIN} < I_{д} < I_{1}$, где I_{1} – номинальное значение тока используемого электрооборудования.

Модель дуги постоянного тока можно представить следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} R_{Ц} I_{Д} + L_{Ц}\left(I_{Д}\right)\dfrac{dI_{Д}}{dt} = E - \alpha - \beta\left(l + \Delta l\right) \\ l_{КР} < l < l_{КЗ} \\ I_{Д} = I_{КЗ} = const \ при \ l_{Д} > l_{КЗ} \\ I_{Д} = I_{MIN} \to 0 \, при \ l_{Д} \to 0 \end{cases}, \qquad (1.5)$$

где $R_{Ц}$ – активное сопротивление силовой цепи, Ом; $I_{Д}$ – ток дуги, А; $L_{Ц}$ – индуктивность силовой цепи, Гн; E – выпрямленная ЭДС силовой цепи, В; α – приэлектродные падения потенциалов, В; β – градиент потенциала в столбе дуги, В/мм; l – перемещение электрода, мм; Δl – случайное изменение длины дуги, мм; $l_{КР}$, $l_{КЗ}$ – перемещение электрода, соответствующее обрыву дуги и короткое замыкание.

Система уравнений (1.5) характеризует нелинейные свойства цепи силового тока. Индуктивность цепи ($L_{Ц}$) складывается из приведенной индуктивности трансформатора ($L_{Т}$) и индуктивности дросселя ($L_{др}$). Дроссель расположен в цепи постоянного тока и обычно выполнен частично насыщающимся, поэтому $L_{др}$ является функционально зависимой от силового тока $I_{Д}$. С увеличением тока происходит частичное насыщение магнитопровода, при этом снижается величина $L_{др}$. Кроме того, параметры α, β, $R_{Х}$ существенно зависят от режима работы. На основании этого функциональная схема рассматриваемой цепи принимает вид согласно рис. 1.7.

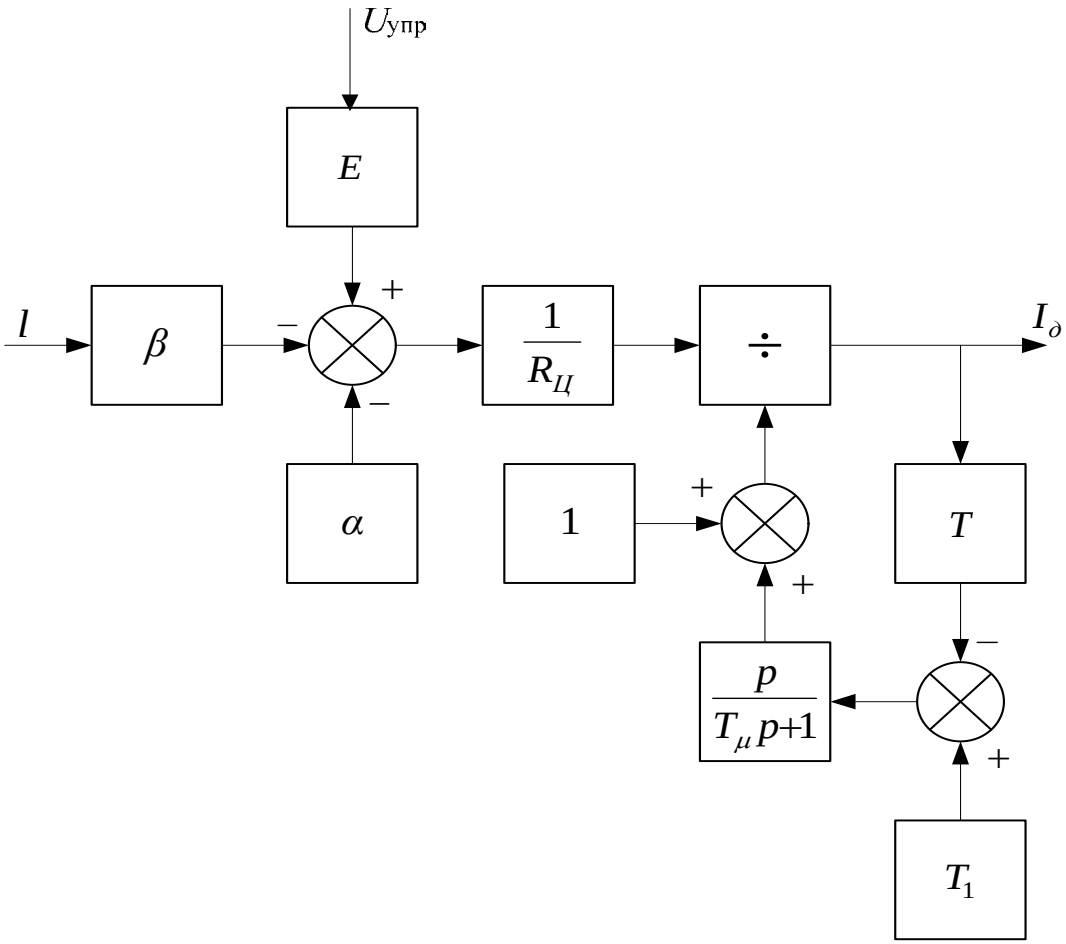


Рис. 1.7. Функциональная схема дуги постоянного тока

Исходя из вышеизложенного была составлена модель дуги постоянного тока (рис. 1.8).

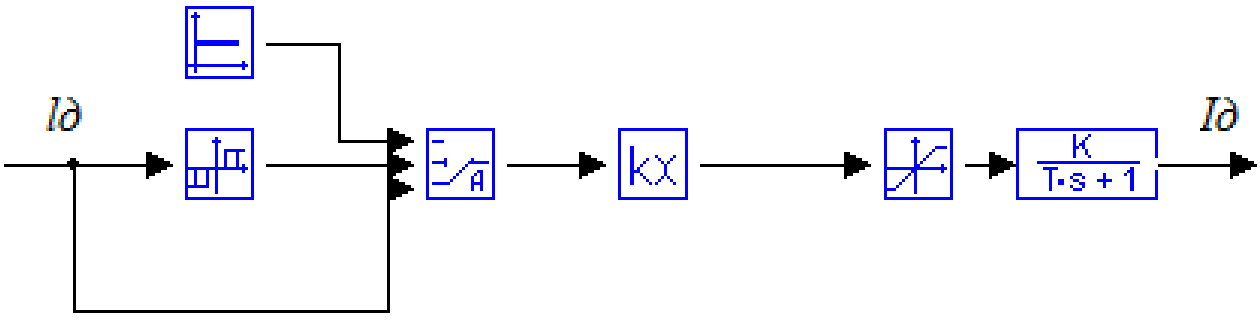
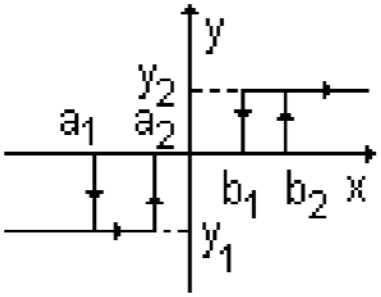


Рис.1.8. Модель дуги постоянного тока.

На рис. 1.8 представлена модель дуги постоянного тока, составленная в программном комплексе МВТУ 3.6, где – релейная

неоднозначная с зоной нечувствительности. Блок реализует преобразование входных сигналов посредством единой нелинейной статической характеристики типа «Релейная неоднозначная с зоной нечувствительности» при различных начальных условиях по следующему алгоритму:



$y(t) = y_1$, если $x(t) < a_1$;

$y(t) = 0$, если $a_2 < x(t) < b_1$;

$y(t) = y(t - dt)$, если $a_1 <= x(t) <= a_2$, или, если $b_1 <= x(t) <= b_2$;

$y(t) = y_2$, если $x(t) > b_2$;

где x(t) –входной сигнал; y(t) – выходной сигнал, dt – предыдущий временной шаг интегрирования.

В рассматриваемой модели дуги постоянного тока с помощью коэффициентов b_1 и b_2 задается критическая длина дуги, y_2 принимается больше единицы.

– ключ-4А. Блок реализует функцию управляемого ключа по алгоритму:

$y(t) = x_1(t)$, если $x_2(t) < К$;

$y(t) = x_3(t)$, если $x_2(t) >= К$,

где $x_1(t)$ – входной сигнал на 1-м входном порте;

$x_2(t)$ – управляющий сигнал на 2-м входном порте;

$x_3(t)$ – входной сигнал на 3-м входном порте;

y(t) – сигнал на выходном порте;

К – пороговые значения управляющих сигналов (обычно логических установок), определяющих условия перекоммутации входных сигналов на выход блока;

В рассматриваемой схеме данный блок осуществляет «обрыв» при достижении критической длины дуги $l_{КР}$.

– константа. Блок генерирует постоянный выходной сигнал K (константа). Значение константы K принимается равным нулю. Выходной сигнал данного блока устанавливается на выходе блока «ключ-4А» при достижении длины дуги критического значения $l_{КР}$.

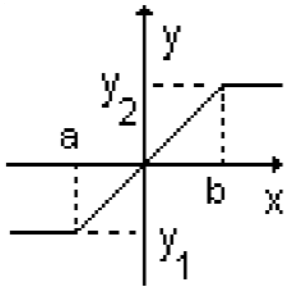
– усилитель. Блок реализует функцию усиления мгновенного значения входного сигнала:

y (t) = K x (t),

где y(t) – выходной сигнал; x(t) – входной сигнал; K – коэффициент усиления.

Данный блок связывает длину дуги, значение которой поступает на вход блока, со значением тока дуги, снимаемого с выхода данного блока.

– линейное звено с насыщением. Блок реализует преобразование входного сигнала посредством единой нелинейной статической характеристики типа «насыщение» по следующему алгоритму:



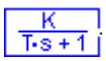
y (t) = K x (t), если a < x (t) < b;

y (t) = y_1, если x (t) <= a;

y (t) = y_2, если x (t) >= b,

где x(t) – входной сигнал; y(t) – выходной сигнал; K = (y_2 – y_1)/(b – a).

С помощью данного блока осуществляется ограничение тока дуги на уровне тока короткого замыкания.

 – апериодическое звено первого порядка. Блок реализует математическую модель звена, динамика которого описывается

линейным обыкновенным дифференциальным уравнением (ОДУ) вида:

$$T \cdot y'(t) + y(t) = k \cdot x(t), \qquad (1.6)$$

где *x(t)* – входной сигнал в блок; *y(t)* – выходной сигнал из блока.

При нулевых начальных условиях динамика блока может быть представлена следующей передаточной функцией:

$$W(s) = \frac{K}{Ts + 1}, \qquad (1.7)$$

поэтому пиктограмма данного блока имеет вид передаточной функции апериодического звена 1-го порядка. Обязательное условие: $T \neq 0$.

Данный блок характеризует нелинейность силовой цепи электродуговой сварки.

Исходя из модели и математического описания можно представить дугу как звено системы регулирования в виде:

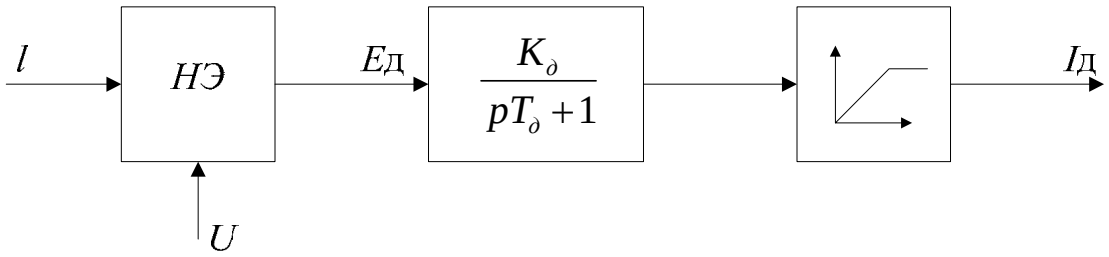


Рис.1.9. Структурная схема дуги

$K_д = \frac{1}{R_ц}$, $R_ц$ – сопротивление цепи, $T = \frac{L_ц}{R_ц}$ – постоянная времени цепи.

1.4. Источники сварочного тока: требования, варианты конструкции

Источник сварочного тока является элементом системы. Он преобразует сетевое напряжение в более низкое сварочное напряжение и обеспечивает требуемые для сварки значения силы тока и напряжения. Он должен поддерживать и регулировать необходимые

значения тока. Для сварки можно использовать как переменный, так и постоянный ток.

Источники постоянного тока имеют универсальное применение, поскольку не все типы стержневых электродов пригодны для сварки синусообразным переменным током. Источники сварочного тока для ручной сварки стержневыми электродами имеют одну падающую статическую характеристику, а именно – на большинстве стандартных источников тока в основном равномерно снижающуюся или вертикально падающую (рис. 1.10).

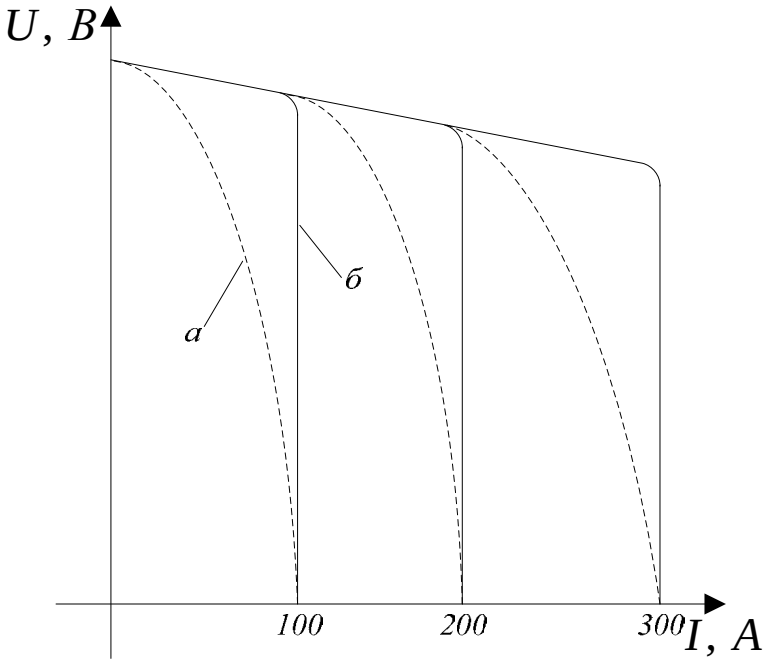


Рис. 1.10. Характеристики для ручной сварки стержневыми электродами
а) – постоянно падающая характеристика;
б) – вертикально падающая характеристика (характеристика стабилизированного тока)

В настоящее время одним из наиболее часто используемых источников тока для электродуговой сварки является сварочный инвертор. Существует большое разнообразие различных схем инверторов тока (ИТ). Однако общая структура устройств на основе ИТ, в частности для сварки, имеет вид (рис. 1.11) [51, 71, 76, 87].

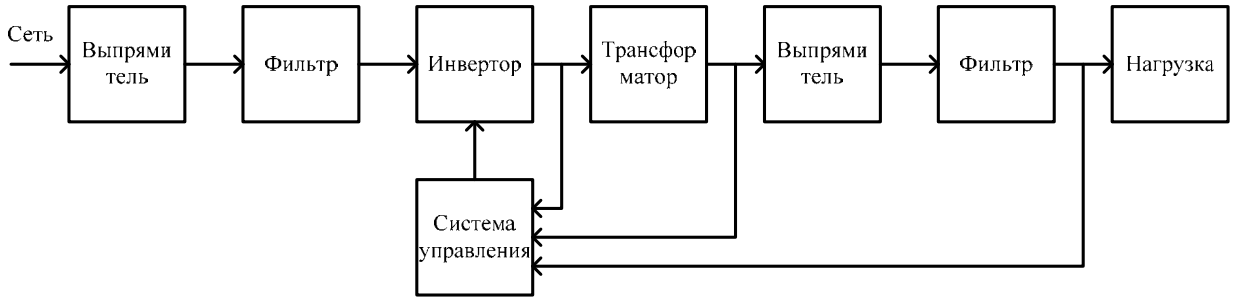


Рис. 1.11. Функциональная схема устройства на основе ИТ.

В приведенной структуре основными элементами, определяющими технико-экономические показатели устройства, являются инвертор, трансформатор и система управления. Силовая часть мощного ключевого преобразователя, его конструкция существенно влияют на основные качественные характеристики устройства – энергоэффективность, надежность и компактность.

Чаще всего в инверторах используются следующие схемы:

1) Мостовой инвертор [6, 7, 46, 66]

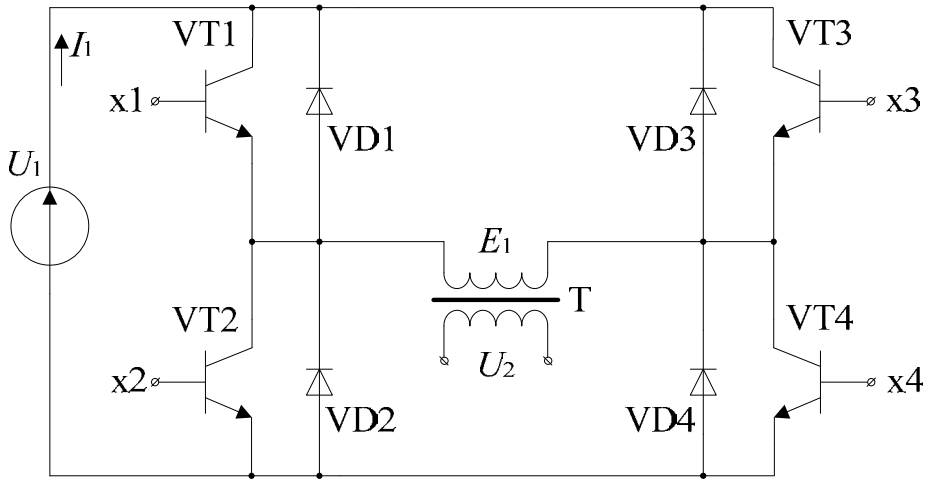


Рис.1.12. Мостовой инвертор

Мостовая инверторная схема применяется на больших мощностях при повышенном уровне напряжения источника питания. Сигналы управления x1-x4 поступают таким образом, что в каждом полупериоде два транзистора включены, а два других выключены.

Существует два алгоритма управления ключевыми элементами инвертора напряжения: симметричный и несимметричный. На рис. 1.13 приведены временные зависимости токов и напряжений для этих двух алгоритмов.

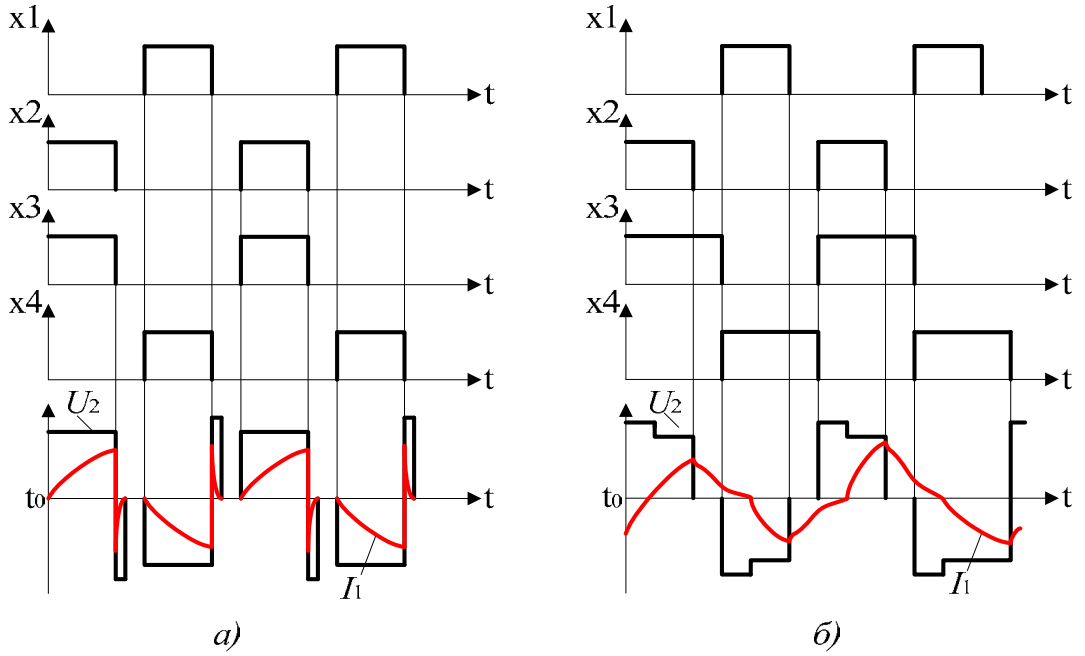


Рис. 1.13 Диаграммы зависимости токов и напряжений
а) – симметричный, б) – несимметричный

2) Полумостовой инвертор [10, 47, 96]

Принцип работы схемы заключается в поочередном подключении транзисторами VT1, VT2 первичной обмотки трансформатора к конденсаторам C1 и C2.

К достоинствам такой схемы инвертора можно отнести малые потери в силовой цепи за счет коммутации одного ключа на каждом такте работы схемы. За счет конденсаторов поддерживается баланс токов в схеме за период работы, что исключает возникновение асимметричного режима намагничивания трансформатора. Кроме того, в этой схеме малый уровень обратного напряжения на ключах, поэтому схема может использоваться при высоких входных напряжениях.

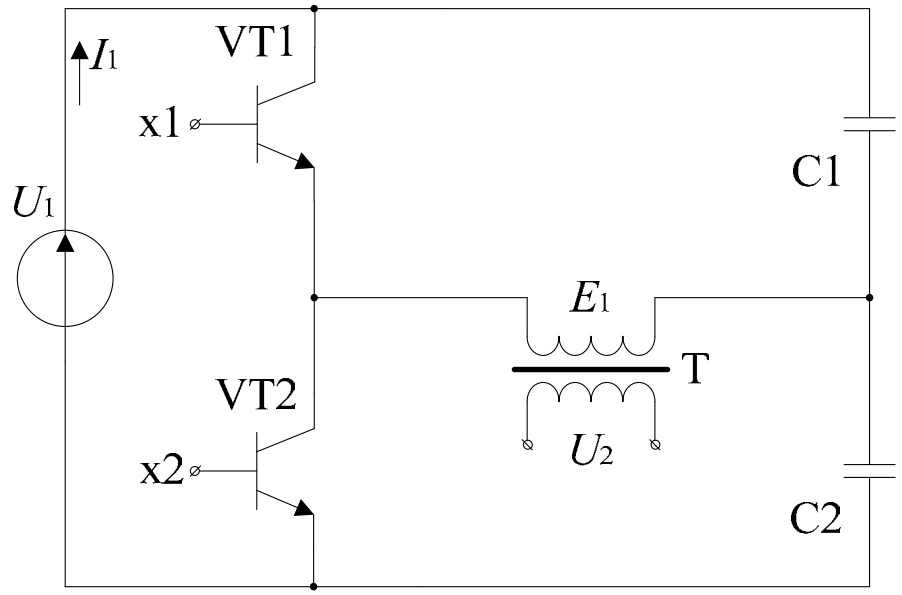


Рис. 1.14. Полумостовой инвертор

3) Однотактный инвертор с прямым включением выпрямительного диода [20, 23, 48, 77]

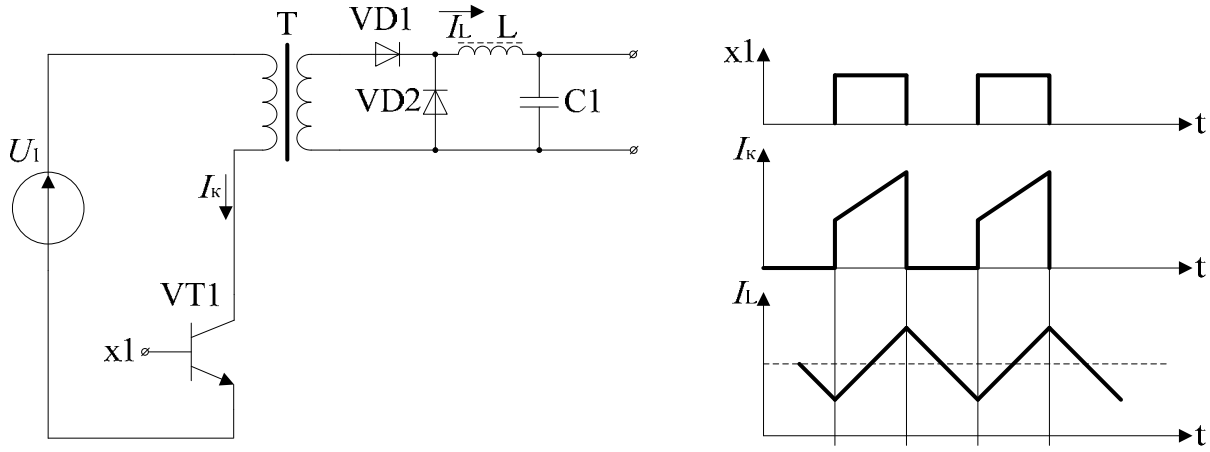


Рис. 1.15. Однотактный инвертор с прямым включением выпрямительного диода

К достоинствам схемы относятся простота силовой цепи и системы управления, дешевизна конструкции, отсутствие режима сквозных токов.

Недостатки: ограничения на максимальное значение коэффициента заполнения импульсов КЗ, большие габариты

сглаживающего фильтра, одностороннее намагничивание сердечника трансформатора. В таком виде схема неработоспособна – требуются цепи восстановления магнитного состояния сердечника (размагничивания).

4) Однотактный инвертор с обратным включением выпрямительного диода [24, 57, 65, 80]

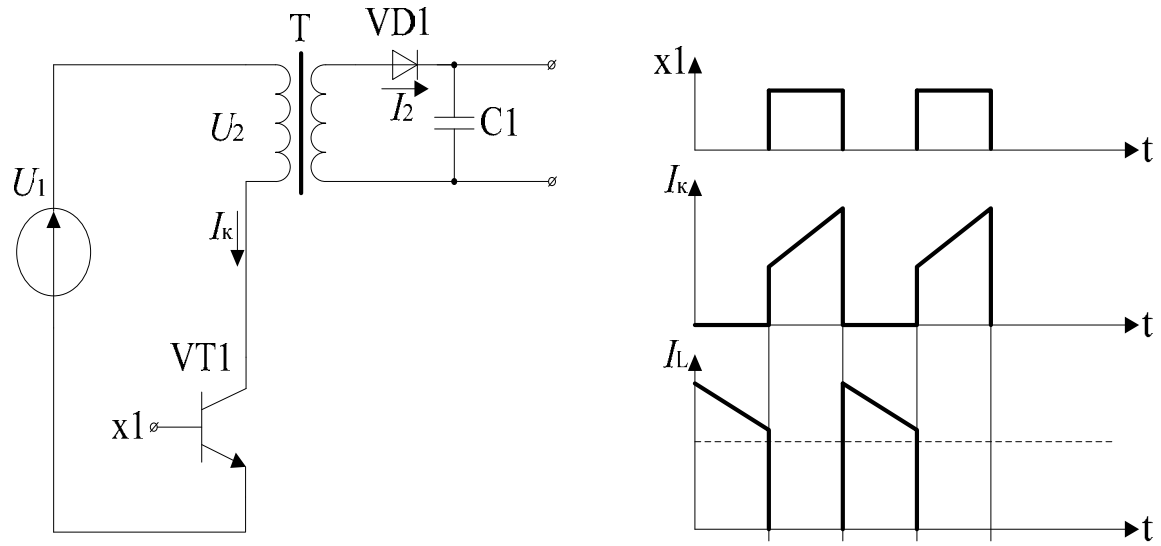


Рис. 1.16. Однотактный инвертор
с обратным включением выпрямительного диода

К достоинствам схемы относятся: простота силовой цепи и системы управления, дешевизна конструкции, отсутствие режима сквозных токов.

Недостатки: ограничения на максимальное значение коэффициента заполнения импульсов КЗ, большие габариты сглаживающего фильтра, одностороннее намагничивание сердечника трансформатора.

5) Резонансный мостовой инвертор – инвертор, у которого периодический характер электромагнитных процессов в нагрузке обусловлен колебательными свойствами LC-контура инвертора (рис. 1.17) [14, 15, 45].

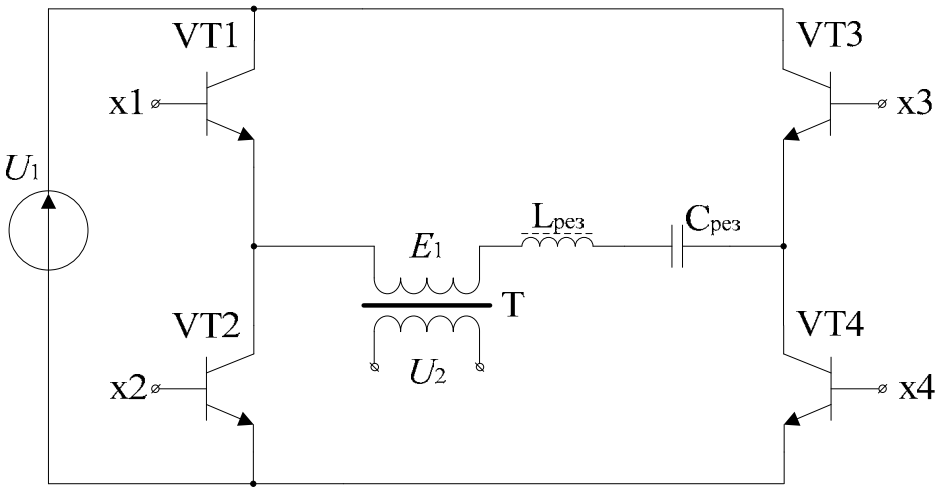


Рис. 1.17. Резонансный мостовой инвертор

Достоинство резонансных инверторов заключается в том, что в таких инверторах значительно проще обеспечить режим работы силовых транзисторов с минимальными коммутационными потерями в широком диапазоне регулирования выходной мощности (тока, напряжения). Недостатком резонансного инвертора является низкая надежность его работы в условиях изменяющейся нагрузки из-за перегрузок элементов по току и напряжению при увеличении и снижении сопротивления нагрузки.

6) Двухтранзисторный прямоходовой инвертор [25, 79, 93]

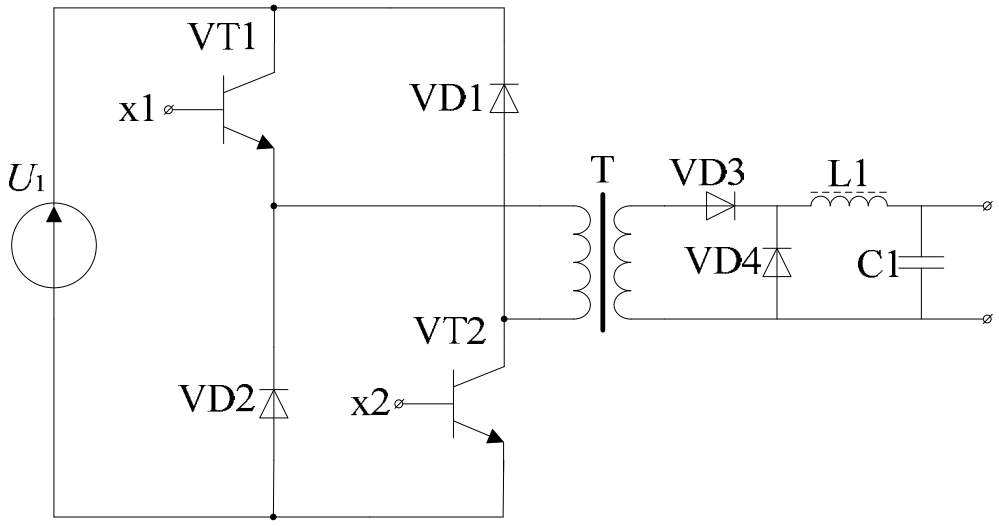


Рис. 1.18. Двухтранзисторный прямоходовой инвертор

Широко распространен из-за своей надежности, простоты и умеренно высокой производительности. Неотъемлемым качеством данной схемы является самоограничение тока намагничивания при

восстановлении сердечника силового трансформатора с исключением при этом возможности возникновения лавинного режима. Двухтранзисторный прямоходовой преобразователь обладает облегченными рабочими режимами для транзисторных ключей благодаря пониженным требованиям к рабочему напряжению. Такое построение дает хорошую производительность в импульсных источниках питания средней мощности. Главный недостаток – необходимость силового трансформатора большего размера, потому что колебание индукции может происходить только в одном направлении.

Сравнение различных вариантов инверторов показывает, что по КПД наилучшими показателями обладают мостовые схемы. Однако полумостовые и прямоходовые схемы имеют более низкую стоимость. Поэтому целесообразнее всего применение мостовой схемы в инверторах с токами более 150 А и полумостовой для меньших токов. Такое разделение технологически удобно и позволяет унифицировать основные узлы для этих схем.

1.5. Особенности работы высокочастотного трансформатора

Основными звеньями силовой цепи являются инвертор и трансформатор. Дифференциальные уравнения равновесия мгновенных значений напряжений первичной и вторичной обмоток трансформатора имеют вид [60]:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= r_1 i_1 + pL_1 i_1 + pMi_2 \\ 0 &= r_2 i_2 + pL_2 i_2 + pMi_1 + u_2 \\ u_2 &= i_2 R_н \end{aligned}\right\}, \qquad (1.8)$$

где r_1, L_1, i_1 – сопротивление, индуктивность и ток первичной обмотки; r_2, L_2, i_2 – то же для вторичной обмотки; u_1, u_2 – входное и выходное напряжения трансформатора; M – коэффициент взаимоиндукции обмоток.

После преобразований системы уравнений (1.8) и известных допущений [23] можно получить передаточную функцию трансформатора по напряжению

$$W_{mp}(p) = \frac{K_{НАГ} T_{mp1} p K_{TP}}{T_{mp2} p + 1}, \qquad (1.9)$$

где $K_{НАГ} = \frac{R_H}{R_H + r_2}$, $T_{mp1} = \frac{M}{r_1}$, $T_{mp2} = \frac{L_1}{r_1} + \frac{L_2}{R_H + r_2}$, $K_{TP} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$,

R_H – сопротивление нагрузки, ω – число витков обмотки.

Выходное напряжение трансформатора выпрямляется, вследствие чего его передаточная функция принимает вид:

$$W_{mp}(p) = \frac{K_{НАГ}(T_{mp1} p + 1) K_{TP}}{T_{mp2} p + 1}. \qquad (1.10)$$

Подобную передаточную функцию имеет типовой трансформатор, рассчитанный на сетевое напряжение. В современных схемах широко используется высокочастотный трансформатор, передаточная функция которого аналогична приведенной, но существует ряд эффектов, влияющих на параметры передаточной функции. К таким эффектам можно отнести скин-эффект и эффект близости.

Скин-эффект является свойством высокочастотных токов протекать по поверхности проводника, при этом плотность тока имеет наибольшее значение у поверхности проводника и уменьшается с увеличением глубины в проводнике, и впервые был описан в работе Горация Лэмбе в 1883 году на примере сферических проводников, обобщен для проводников любой формы Оливером Хевисайдом в 1885 году. Скин-эффект приводит к увеличению эффективного сопротивления проводника на более высоких частотах, где толщина скин-слоя меньше, таким образом уменьшая эффективное поперечное сечение проводника. Скин-эффект обусловлен противоположными вихревыми токами, индуцированными изменением магнитного поля, возникающего при переменном токе [14, 15, 62, 64].

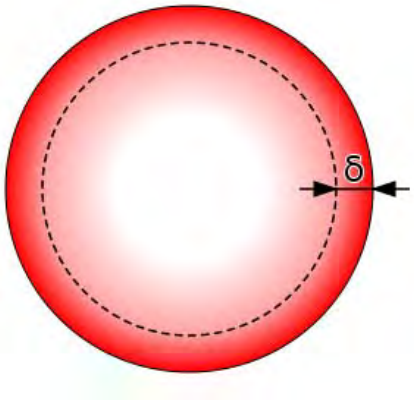


Рис. 1.19. Распределение тока в цилиндрическом проводнике

Проводники в форме обычного провода могут быть использованы для передачи электрической энергии или сигналов посредством переменного тока, протекающего через этот проводник. Переменный ток в проводнике создает переменное магнитное поле внутри и вокруг проводника. Когда интенсивность тока в проводнике изменяется, магнитное поле также изменяется. Изменение магнитного поля, в свою очередь, создает электрическое поле, которое препятствует изменению тока («противоэлектродвижущая сила» – обратная ЭДС). Обратная ЭДС имеет наибольшее значение в центре проводника и вызывает перемещение электронов к внешней стороне проводника [66, 128].

Плотность переменного тока J в проводнике уменьшается по экспоненте по сравнению с ее значением на поверхности J_S в зависимости от глубины d от поверхности, следующим образом:

$$J = J_S \cdot e^{-d/\delta}, \tag{1.11}$$

где δ – глубина скин-слоя.

Скин-слой, таким образом, определяется как глубина от поверхности проводника, в которой плотность тока упала на $1/e$ от J_S. В обычных случаях она хорошо аппроксимируется как:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}}, \tag{1.12}$$

где ρ – удельное сопротивление проводника,

ω – угловая частота тока,

μ – абсолютная магнитная проницаемость проводника.

Обобщенное выражение для глубины скин-слоя, которое более точно в случае «плохих» проводников (неметаллов) на высоких частотах [130, 137]:

$$\delta = \left(\frac{1}{\omega}\right)\left\{\left(\frac{\mu\varepsilon}{2}\right)\left[\left(1+\left(\frac{1}{\rho\omega\varepsilon}\right)^2\right)^{1/2} - 1\right]\right\}^{-1/2}, \qquad (1.13)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость материала.

Чтобы выявить отклонения от нормальной аппроксимации, эту формулу можно изменить следующим образом:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \cdot \sqrt{\sqrt{1+(\rho\omega\varepsilon)^2} + \rho\omega\varepsilon}, \qquad (1.14)$$

При частотах значительно ниже $\frac{1}{\rho\varepsilon}$ значение внутри радикала близко к 1 и применяется стандартная формула. Эффективное сопротивление из-за тока, ограниченного около поверхности большого проводника (намного более толстого, чем δ), может быть найдено при допущении, что ток течет равномерно через слой толщиной δ, основываясь на постоянном удельном сопротивлении этого материала. Поэтому можно предположить, что площадь поперечного сечения примерно равна δ окружности проводника. Таким образом, у длинного цилиндрического проводника, такого, как провод, имеющего диаметр D, больший по сравнению с δ, сопротивление приблизительно равно сопротивлению полой трубки с толщиной стенок δ, проводящей постоянный ток. Используя материал сопротивлением ρ можно найти сопротивление переменному току провода длинной L:

$$R \approx \frac{L\rho}{\pi(D-\delta)\delta} \approx \frac{L\rho}{\pi D\delta}, \qquad (1.15)$$

Окончательная аппроксимация выглядит так: $D >> \delta$.

Увеличение сопротивления переменному току справедливо только для изолированного провода. Для близко расположенных друг к другу

проводов, например, в кабеле или катушке, сопротивление переменному току зависит от эффекта близости, что часто приводит к гораздо более серьезному увеличению сопротивления.

Эффект близости характеризуется следующим образом: если ток протекает в одном или нескольких близлежащих проводников, например, в катушке индуктивности, распределение тока в первом проводнике будет ограничено меньшей областью. Получающееся распределение («сжатие») тока и есть эффект близости. Это вытеснение дает увеличение сопротивления цепи, которое растет с частотой.

Изменение магнитного поля посредством электромагнитной индукции будет влиять на распределение электрического тока, протекающего в электрическом проводнике. Когда переменный ток проходит через изолированный проводник, он создает связанное переменное магнитное поле вокруг него. Переменное магнитное поле индуцирует вихревые токи в соседних проводниках, изменяя общее распределение тока, протекающего через них. В результате ток сконцентрирован в областях проводника, находящихся дальше всего от соседних проводников, где ток течет в том же направлении [131, 140, 141].

На рис. 1.20 показано распределение плотности тока в обмотках трансформатора на частоте 20 кГц.

Например, если два проводника, переносящие одинаковый переменный ток, лежат параллельно друг другу (например, в катушке, используемой в индукторе или трансформаторе), то магнитное поле одного провода будет вызывать в соседних проводниках продольные вихревые токи, которые текут в том же направлении, что и основной ток. со стороны провода, находящегося далеко от другого провода и в направлении, противоположном направлению тока, будучи обращенным к другому проводу. Таким образом, вихревые токи усилят основной ток на стороне, обращенной от первого проводника, и ослабят ток на стороне обращенной к первому проводнику.

Конечным результатом является перераспределение тока в поперечном сечении проводника в тонкую полоску на стороне проводника, обращенной от другого проводника. Поскольку ток сконцентрирован в меньшей площади проводника, сопротивление увеличивается.

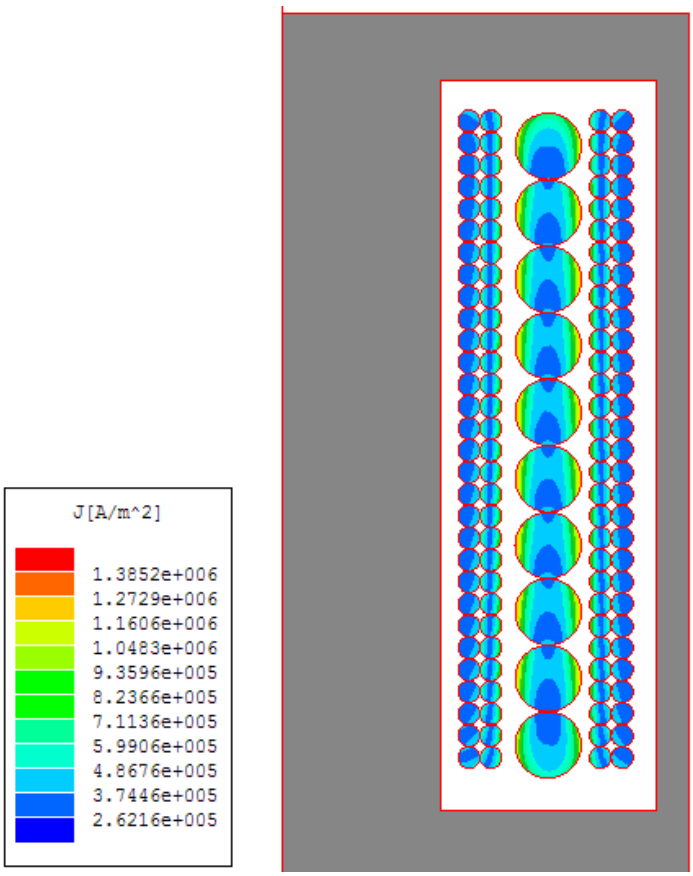


Рис. 1.20. Величина плотности тока в обмотках трансформатора при частоте 20 кГц

Аналогичным образом в двух соседних проводниках с переменными токами, протекающими в противоположных направлениях, таких как силовые кабели или пара шин, ток в каждом проводнике концентрируется в полосу на стороне, обращенной к другому проводнику.

С ростом сопротивления увеличиваются потери мощности, которые в схемах питания могут генерировать нежелательное нагревание. Эффект близости и скин-эффект значительно усложняют создание эффективных трансформаторов и дросселей, работающих на высоких частотах, используемых, например, в импульсных источниках питания [91, 134].

Немаловажным при выборе обмотки трансформатора является определение потерь в катушке трансформатора. Наиболее точно проводить расчет потерь позволяет метод Доуэлла [129, 132, 139].

Этот одномерный метод для преобразователей предполагает, что провода имеют прямоугольное поперечное сечение, но может быть применен к круглому проводу, путем представления его квадратом с той же площадью поперечного сечения.

Обмотки разделены на части, каждая из которой выполнена из группы слоев, которые содержат одну позицию нулевой магнитодвижущей силы для трансформатора с отдельной первичной и вторичной обмоткой. Для трансформатора с чередованием обмоток (секционные) каждая часть имеет одинаковую длину, в то время как в других частях происходит разделение в нулевой точке магнитодвижущей силы [78].

Общее сопротивление части выражается:

$$R_{AC} = R_{DC}\left(\mathrm{Re}(M) + \frac{(m^2 - 1)\mathrm{Re}(D)}{3}\right), \qquad (1.16)$$

где R_{DC} – сопротивление участка постоянному току,

Re (...) – реальная часть выражения в скобках,

m – число слоев в части, целое число,

$M = \alpha h \coth(\alpha h)$,

$D = 2\alpha h \tanh(\alpha h / 2)$,

$\alpha = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0\eta}{\rho}}$,

ω – угловая частота тока,

ρ – удельное сопротивление материала проводника,

$\eta = N_i \frac{a}{b}$,

N_i – число витков на слой.

a – ширина квадратного проводника,

b – ширина окна намотки,

h – высота квадратного проводника.

На рис. 1.21 показана зависимость отношения сопротивлений переменному и постоянному току в зависимости от частоты. Видно, что увеличение числа слоев значительно увеличивает сопротивление на высоких частотах.

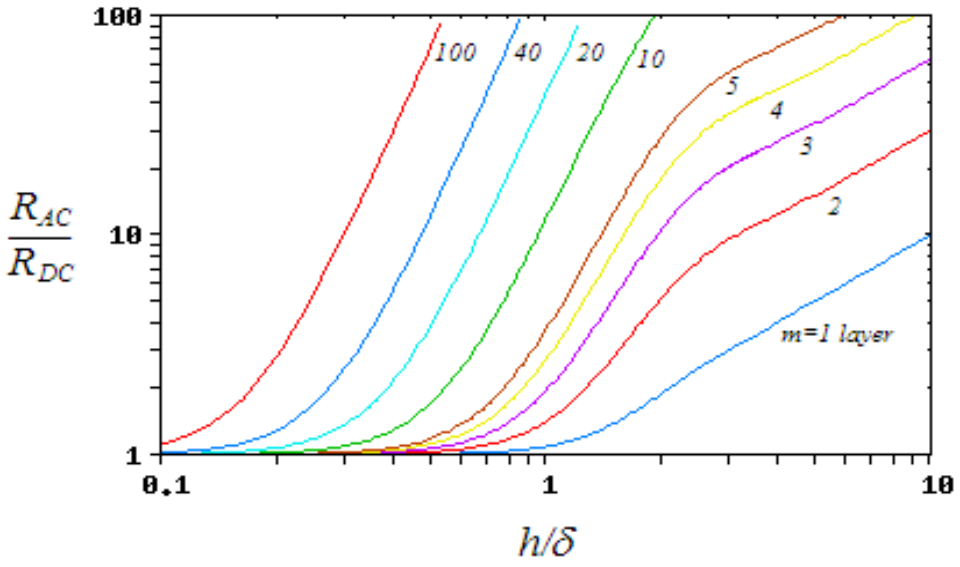


Рис. 1.21. Отношение сопротивления переменного тока к постоянному току части полосы намотки на разных частотах (δ – глубина скин-слоя).

В общем виде уравнение Доуэлла выглядит следующим образом:

$$P_d = b_w \sum_{i=1}^{n} l_i \frac{1}{h_i \delta} H_i^2 \left[\left(1 + \alpha_i^2\right) G_1\left(\Delta_i\right) - 4\alpha_i G_2\left(\Delta_i\right) \right] \qquad (1.17)$$

и характеризует общую рассеиваемую мощность обмотки, выраженную как сумму потерь в каждом из слоев от 1 до n. Это позволяет определять потери в обмотке на ненулевых частотах. Коэффициенты $G_1(\Delta)$ и $G_2(\Delta)$ выражаются как [135, 136]

$$G_1\left(\Delta\right) = \Delta \frac{\sinh 2\Delta + \sin 2\Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta}, \qquad (1.18)$$

$$G_2\left(\Delta\right) = \Delta \frac{\sinh \Delta \cos \Delta + \cosh \sin \Delta}{\cosh 2\Delta - \cos 2\Delta}, \qquad (1.19)$$

где $\Delta = \frac{h_i}{\delta}$, h_i – толщина i-го слоя.

Напряженность поля на границе *i*-го слоя описывается как:

$$H_i = \frac{N_i I_i}{b_w}, \qquad (1.20)$$

где N – число витков в данном слое,

I – ток, протекающий в каждом витке.

Ширина намотки обозначается как b_w, длина витка в слое i – как l_i, отношение полей на границе i-го слоя находится как $\alpha_i = \frac{H_i}{H_{i+1}}$.

Одним из вариантов борьбы с приведенными эффектами является использование в качестве обмоточного провода трансформатора литцендратов – многожильных проводов, каждая жила которых изолирована друг от друга. Выбор оптимального числа жил литцендрата, для минимизации потерь в обмотках трансформаторов подробно изложен в работе Чарльза Р. Салливана [138].

В случаях высокого напряжения в проводниках круглого сечения или плоских шинах от 5 до 50 мм толщиной, скин-эффект возникает при резких изгибах кабеля: когда металл сжимается внутри изгиба и вытягивается наружу, это приводит к концентрации тока вблизи внутренней поверхности сгиба и к увеличению температуры в этой области. Аналогичный эффект происходит в углах прямоугольных проводников (в поперечном сечении), где магнитное поле более сконцентрировано в углах, чем на сторонах [106, 108].

Для борьбы с вышеизложенными эффектами могут быть использованы ленточные проводники (рис. 1.22). Ленточный проводник шириной, равной ширине обмотки, наиболее эффективен для низких выходных напряжений и больших токов, что оптимально подходит для конструирования высокочастотных импульсных трансформаторов. При использовании ленточных проводников увеличивается коэффициент заполнения (≈ на 10% по сравнению с использованием литцендрата), что приводит к уменьшению массо-габаритных показателей трансформатора, не возникает пустот между

обмотками, значительно улучшается теплоотвод, увеличивается долговечность трансформатора и способность выдерживать перегрузки. Также применение ленточного проводника способствует существенному снижению осевых сил в обмотках, повышению механической прочности (витки ленты обычно склеиваются между собой), повышению надежности и технологичности [11, 50].

Коэффициент заполнения окна $K_м$ показывает, какую часть площади окна магнитопровода занимает чистая медь проводников обмотки без изоляции. С учетом изоляции проводников, наличия межслоевой, межобмоточной изоляции и каркаса обмотки происходит снижение значения: $K_м$=0,25÷0,35. Большей мощности трансформатора соответствует большее значение $K_м$. Приведенные значения относятся к трансформаторам, работающим на частоте 50 Гц. С увеличением частоты число витков снижается и обмотка не «распухает». Поэтому в ВЧ-трансформаторах $K_м$ может быть выше на 5÷10 %. В целях увеличения $K_м$ предлагается использовать ленточные проводники с односторонней изоляцией (рис. 2.20).

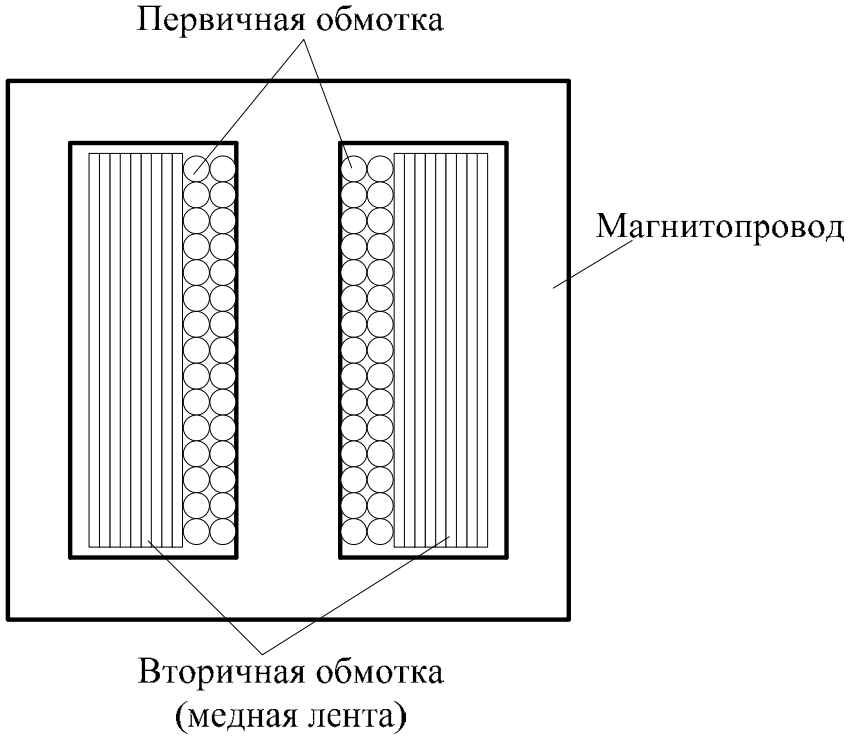


Рис. 1.22. Обмотки ленточного трансформатора

Площадь окна условно можно разделить на три части:

- площадь, занимаемая изоляционными материалами и каркасами $S_и$;

- площадь, занимаемая первичной обмоткой S_1;

- площадь, занимаемая вторичной обмоткой S_2.

С учетом равенства ампер-витков $w_1I_1=w_2I_2$ принимаем

$$S_1=S_2,$$

В этом случае значение Км определится выражением:

$$K_м = \frac{S_1 + S_2}{S_и + S_1 + S_2}. \qquad (1.21)$$

Рассмотрим конкретный пример. Площадь окна $S_{ок}$ равна 600 мм^2 (20×30 мм^2). По условиям работы диаметр провода равен 1 мм. Пусть $S_и=0,4S_{ок}$. В этом случае изоляционные материалы занимают 20×0,4=8 мм глубины окна. По ширине окна, с учетом изоляции, укладывается 28 витков. Поэтому сечение меди одного слоя составит:

$$\pi r^2 \times 28 = 22 \ мм^2. \qquad (1.22)$$

Тогда

$$S_1 = 22 \times (20 - 8) / 2 = 132 \ мм^2. \qquad (1.23)$$

В этом случае

$$K_м = \frac{2S_1}{S_{ок}} = 0,44. \qquad (1.24)$$

Рассмотрим вариант, когда вторичная обмотка выполнена лентой. В этом случае эквивалентная толщина одного слоя составит

$$h_{эк} = 22 / 30 = 0,7 \ мм. \qquad (1.25)$$

Тогда

$$S_2 = 22 \times 0,7 \times (20 - 8) / 2 = 92 \ мм^2. \qquad (1.26)$$

Сокращение площади ΔS составит ΔS = 264 – 224 = 40 мм^2. Экономия меди составит ~15%. На эту величину может быть увеличена мощность или снижены габариты.

Можно получить формулу, характеризующую эффективность ленточного проводника в общем виде. Площадь одного слоя обмотки трансформатора с проводом круглого сечения определяется выражением

$$S_{м.о.} = \pi r^2 n_в , \tag{1.27}$$

где $n_в$ – число витков в одном слое.

Ширина одного слоя приблизительно равна

$$l_{сл} = 2rn_в . \tag{1.28}$$

Эквивалентная толщина медной ленты находится по выражению

$$h_{м.л.} \approx \frac{S_{м.о.}}{l_{сл}} = \frac{\pi r}{2} . \tag{1.29}$$

Толщина обмотки с проводом

$$h_{м.о.} = 2r . \tag{1.30}$$

В этом случае при переходе от провода к ленте произойдет снижение толщины слоя обмотки на Δh

$$\Delta h = h_{м.о.} - h_{м.л.} \approx 0{,}43r \approx 2d . \tag{1.31}$$

Таким образом за счет использования более эффективного сечения проводника можно существенно повысить коэффициент заполнения окна трансформатора.

В результате сказанного можно описать инвертор как звено системы в виде

$$W_{ин}(p) = K_{ин} \cdot \frac{K'_{наг}\left(pT'_{тр1} + 1\right)K_{тр}}{pT'_{тр2} + 1} , \tag{1.32}$$

где $K'_{наг}$, $T'_{тр1}$ и $T'_{тр2} \equiv F(n\omega)$, $F(n\omega)$ – функциональная зависимость от частот гармонических составляющих напряжения инвертора.

На рис. 1.23 и 1.24 представлены результаты вычисления гармонических составляющих для синусоидальной и прямоугольной формы выходного напряжения инвертора.

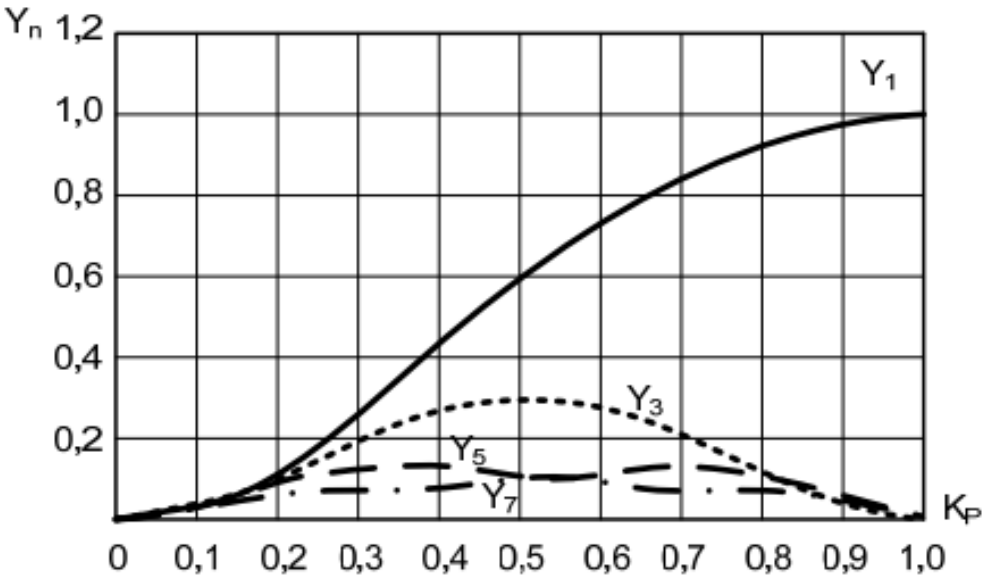


Рис. 1.23. Результаты вычисления гармонических составляющих для синусоидальной формы напряжения

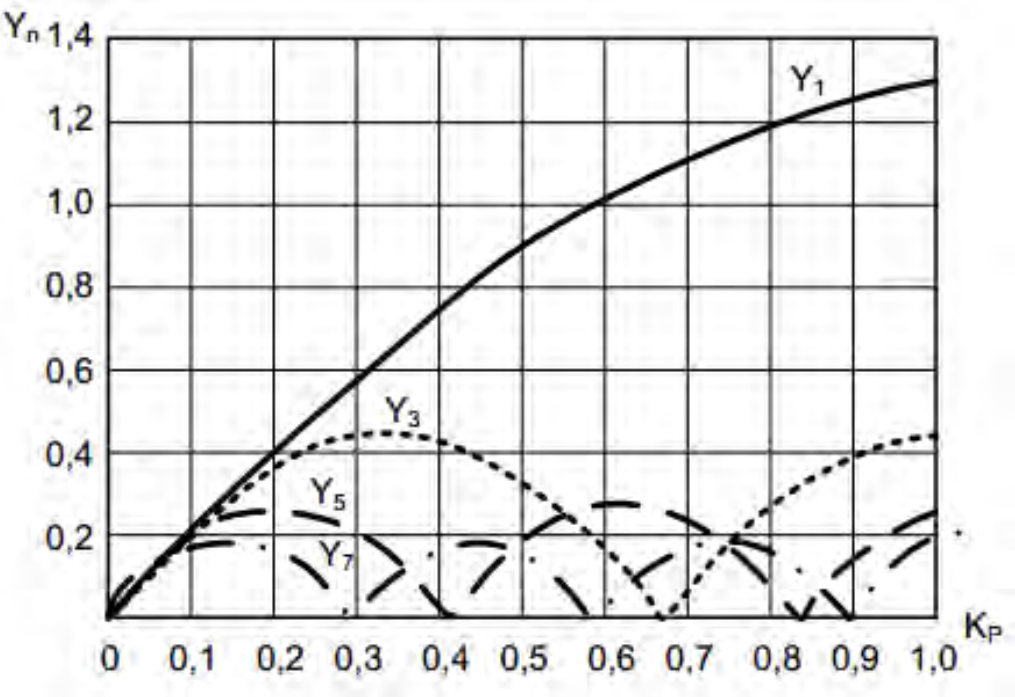


Рис. 1.24. Результаты вычисления гармонических составляющих для прямоугольной формы напряжения

Таким образом, прямоугольная форма выходного напряжения инвертора влияет на спектральный состав выходного напряжения силового трансформатора, что является существенным недостатком,

который приводит к тому, что коэффициенты передачи и постоянные времени являются переменными, зависящими от частоты работы инвертора и уровня управляющего сигнала.

1.6. Анализ работы системы управления током дуговой сталеплавильной печи постоянного тока (ДСППТ)

Плавка металла в ДСППТ осуществляется за счет энергии электрической дуги между электродом и шихтой (расплавом). Регулирование электрического режима печи осуществляется изменением длины дуги посредством перемещения электрода. Из-за наличия в приэлектродных областях пространственных зарядов возникают приэлектродные падения потенциала. Приэлектродные процессы вызывают неравномерное распределение потенциала по длине дуги. Из-за небольшой протяженности приэлектродных областей (порядка длины свободного пробега электрона) катодное и анодное падения потенциала могут быть представлены в виде скачков напряжения. Ввиду отсутствия в столбе дуги нескомпенсированных объемных зарядов напряжение по длине столба меняется монотонно, примерно по линейному закону [74]

$$U_{ст.д.} = \beta l_д ,$$

где β – параметр, называемый градиентом потенциала и равный средней напряженности электрического поля в столбе.

Тогда полное напряжение дуги

$$U_Д = U_K + U_A + \beta l_д = U_{K\text{-}A} + \beta l_д , \qquad (1.33)$$

где $U_{K\text{-}A} = U_K + U_A$ – сумма приэлектродных падений потенциала.

Выражение (1.33) описывает так называемую «регулировочную» характеристику дуги. Она кусочно-линейна и показывает, как изменяется напряжение дуги при изменении длины дуги и неизменном токе. Как отмечается в [48], градиенты потенциала в столбе дуги слабо зависят от тока и составляют: для начала периода

расплавления – около 1,4 В/мм; в период жидкого металла – 0,92 В/мм; после наведения основного шлака – 0,55 В/мм. Такие низкие градиенты потенциала в столбе дуги в ДСППТ определяют низкую регулировочную способность печей и необходимость работы с длинными дугами для выделения в них требуемых мощностей.

В процессе диссертационной работы были проведены измерения параметров дуги исследуемой печи. Результаты испытаний приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1

Ток дуги, $I_д$, кА	Напряжение дуги, $U_д$, В	Длина дуги, $l_д$, мм
3	84	20
2,5	88,5	22

Принимаем сумму приэлектродных падений напряжений α =10 В [74, 102].

На основе этих данных и с учетом выпрямленной ЭДС источника питания E_0 = 106 В получаем:

r_0 = 0,007 Ом – сопротивление токоподводящих цепей ДСПП-0,1;

$R_д$ = 3*10^{-3} Ом – сопротивление дуги;

β = 3,26 В/мм – градиент потенциала в столбе дуги;

$I_{кз}$ = 10 кА – ток короткого замыкания ДСППТ-0,1.

В процессе эксперимента не удалось получить устойчивую дугу при данной выпрямленной ЭДС источника питания E_0 для тока ниже 2,5 кА.

Для рабочего участка характеристики уравнение ВАХ дуги имеет вид:

$$U_д = 10 + 3{,}26 l_д + 3 \cdot 10^{-3} I_д .$$

Для измерения длины дуги $l_д$ использовался лазерный измеритель расстояний BOSCH GLM 150.

Измерения проводились в период окисления (жидкий металл). По полученным данным построены основные зависимости параметров печи (рис. 1.25 а, б).

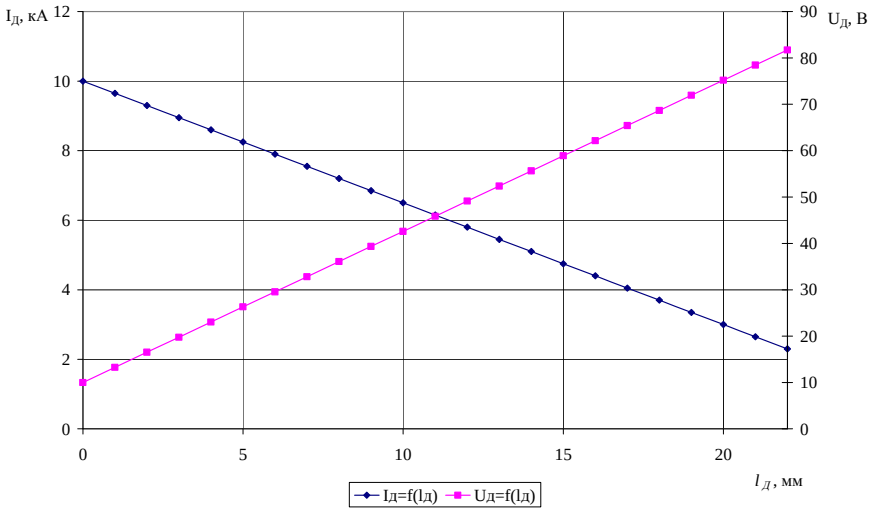


Рис.1.25. а

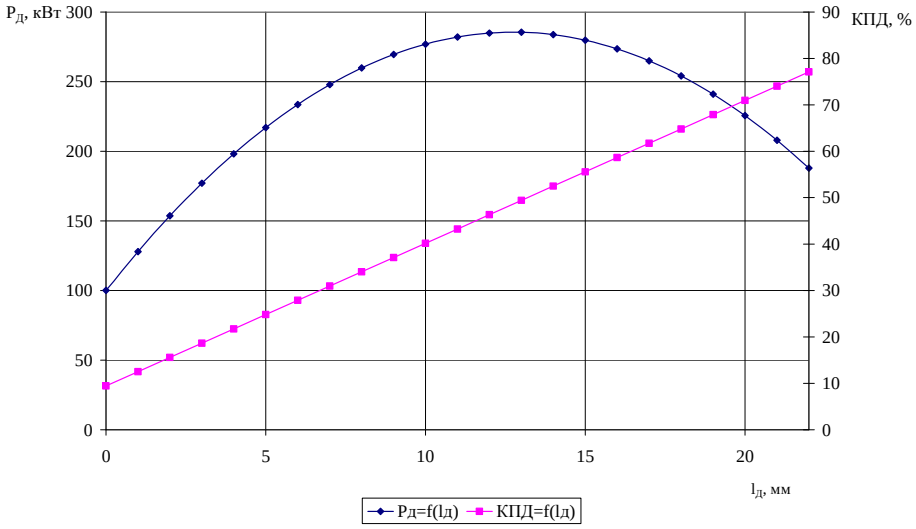


Рис.1.25. б

В литературе [74] описывается работа дуговой печи в режиме прерывистого тока. Оценим возможность регулирования среднего значения тока в таком режиме. Если задать $I_д$ меньше I_{MIN}, то наступит режим прерывистого тока. Для режима прерывистого тока диаграммы $I_д$ и $U_д$ принимают вид рис. 1.26.

Среднее значение тока определяется по формуле $I_{ср} = \frac{(I_{кз} + I_{\min})t_1}{2T}$.

Мощность источника и дуги и КПД для режима непрерывного тока $I_д$ определяются выражениями [48]

$$P_{0H} = E_0 I_д ; P_{дH} = (E_0 - r_0 I_д) I_д = U_д I_д ;$$

$$\eta_H = \frac{P_{дH}}{P_{0H}} = \frac{U_д}{E_0} = \frac{E_0 - r_0 I_д}{E_0} = 1 - \frac{r_0 I_д}{E_0}. \qquad (1.34)$$

$$I_x = \frac{I_{кз} + I_{\min}}{2}. \qquad (1.35)$$

$$I_{ср} = I_x \cdot k < I_{\min}. \qquad (1.36)$$

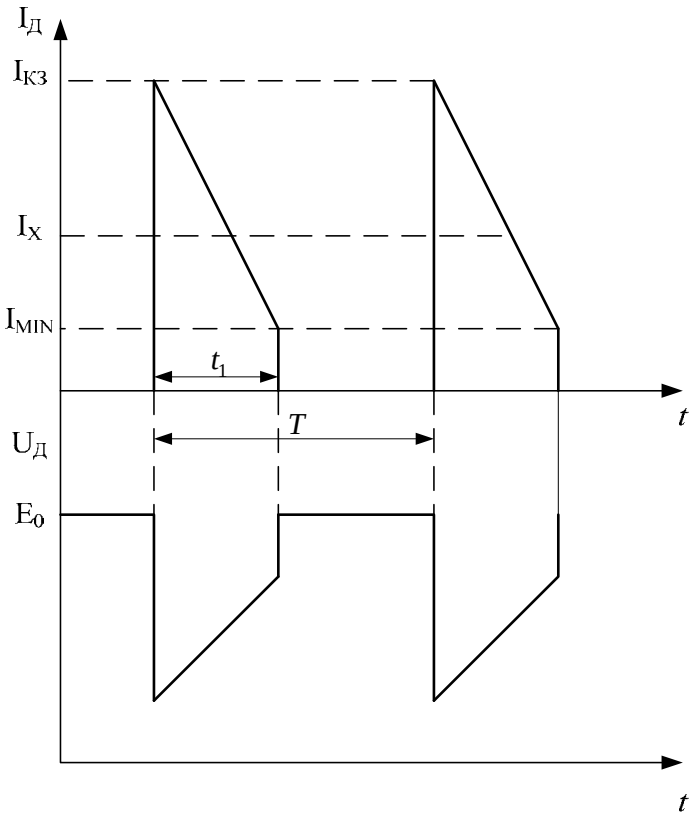


Рис. 1.26. Диаграммы тока и напряжения дуги ДСППТ в режиме прерывистого тока

Из условия (1.36) получаем

$k < \frac{2I_{\min}}{I_{кз} + I_{\min}}$ для рассматриваемой печи k=0,38.

Мощность печи определяется интервалом времени (t_1) протекания тока I_∂ поэтому

$$U_{\partial_{пр}} = E_0 - r_0 I_\partial = E_0 - r_0 I_x k;$$

$$P_{\partial_{пр}} = (E_0 - r_0 I_x k) I_x k;$$

$$\eta_{\partial_{пр}} = \frac{(E_0 - r_0 I_x k) I_x k}{E_0 I_x k} = 1 - \frac{r_0 I_x k}{E_0};$$

Математическую модель дуги постоянного тока можно представить следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} R_Ц I_Д + L_Ц(I_Д)\dfrac{dI_Д}{dt} = E - \alpha - \beta(l + \Delta l), \\ l_{КР} < l < l_{КЗ} \end{cases} \qquad (1.37)$$

где $R_Ц$ – активное сопротивление силовой цепи ДСППТ, Ом;

$I_Д$ - ток дуги, А;

$L_Ц$ – индуктивность силовой цепи ДСППТ, Гн;

E – выпрямленная ЭДС силовой цепи ДСППТ, В;

α – приэлектродные падения потенциалов, В;

β – градиент потенциала в столбе дуги, В/мм;

l – перемещение электрода, мм;

Δl – случайное изменение длины дуги, мм;

$l_{КР}, l_{КЗ}$ – перемещение электрода, соответствующее обрыву дуги и короткое замыкание.

Система уравнений (1.37) характеризует нелинейные свойства цепи силового тока. Индуктивность цепи ($L_Ц$) складывается из приведенной индуктивности трансформатора ($L_Т$) и индуктивности дросселя ($L_{др}$). Дроссель расположен в цепи постоянного тока и обычно выполнен частично насыщающимся, поэтому $L_{др}$ является функционально зависимой от силового тока $I_Д$. С увеличением тока происходит частичное насыщение магнитопровода, при этом снижается величина $L_{др}$. Кроме того, параметры α, β, $R_Х$ существенно

зависят от режима работы. На основании этого модель рассматриваемой цепи примет вид рис. 1.27.

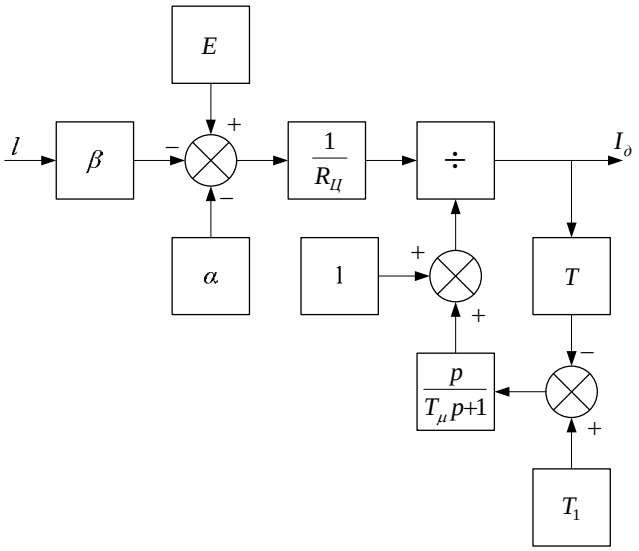


Рис. 1.27. Модель дуги постоянного тока

1.7. Особенности работы ДСППТ

В электросталеплавильном производстве основную долю электростали (более 90%) потребляют дуговые печи [83]. Дуговая сталеплавильная печь предназначена для получения жидкой стали заданного состава и качества для дальнейшего использования для получения металлургических слитков в изложницах или на машинах непрерывной разливки, а также фасонного литья на литейных производствах машиностроительных предприятий.

В общем виде дуговая печь (рис. 1.28) представляет собой теплозащищенную ванну (1) с установленным в ней нижним электродом (2), укрытую сводом (3), в которую с помощью вертикально перемещающегося электрода (4) вводится электрическая энергия для расплавления твердой шихты, требуемого перегрева жидкого металла и проведения необходимых технологических операций по обеспечению высокого качества стали [69].

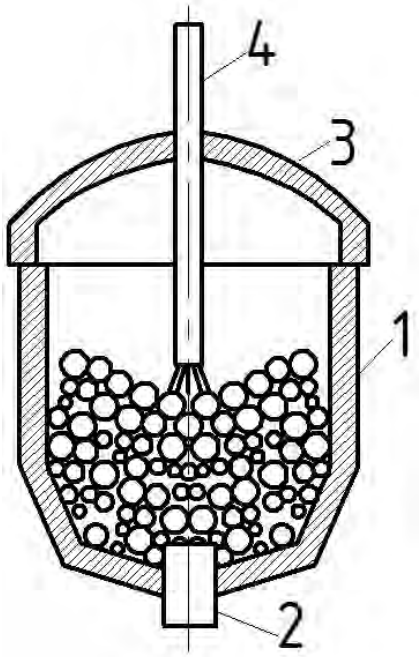


Рис. 1.28. Общий вид ДСППТ

Процесс плавки в дуговой сталеплавильной печи состоит из трех основных технологических этапов: плавления твердой шихты, окисления («кипения») ванны и ее раскисления (восстановительный период) [69].

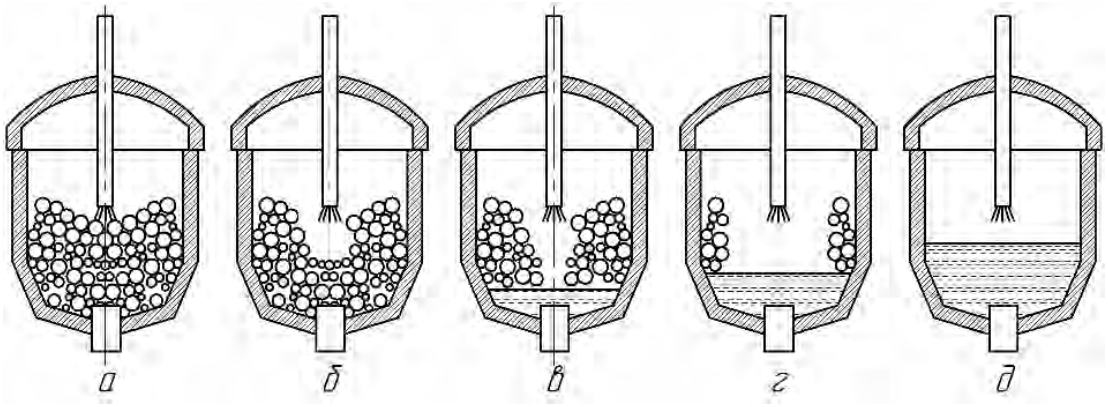


Рис. 1.29. Этапы плавки металла

На начальном этапе периода расплавления дуга горит открыто на поверхности шихты (рис. 1.29, а), при этом происходит интенсивное облучение свода. Поэтому вводимая мощность ограничивается (80–90% от номинальной). Из-за усиленного

теплоотвода в холодный металл и сравнительно высокого градиента потенциала в столбе дуги длина дуги очень мала. Под торцом электрода металл начинает расплавляться и просачиваться на подину, образуя колодец, в который постепенно опускается электрод (рис. 1.29, б, в). Экранирование дуги стенками колодца снижает облученность свода и позволяет повысить мощность печи до максимально возможной. По мере дальнейшего расплавления шихты электрод достигает слоя жидкого металла на подине. Проплавление колодца сопровождается обвалами шихты и эксплуатационными короткими замыканиями (КЗ) (рис. 1.29, г). Для их ликвидации электроды поднимают вверх до разрыва КЗ, а затем снова опускают вниз. Электрическая нагрузка в этот этап резко колеблется – от короткого замыкания до обрыва дуги.

Обвалы шихты разрушают колодцы, после чего происходит доплавление оставшейся шихты (рис. 1.29, д).

Период расплавления металла является самым энергоемким и составляет по длительности от 40 до 80-90% всего времени плавки [70]. Требуемая производительность печи в этот период обеспечивается лишь при наличии автоматического регулятора перемещения электрода, основным параметром которого на этом этапе является быстродействие.

В периоды окисления и восстановления металла печь работает более спокойно. Дуга горит открыто, излучая значительное количество энергии на футеровку стен и свода. Длина дуги увеличивается, что связано с уменьшением градиента потенциала в столбе дуги. Это вызывает значительное увеличение температуры футеровки, что приводит к необходимости снижения вводимой мощности. Электрический режим целесообразно выбирать с учетом интенсивности нагрева металла и износа футеровки [102].

На ДСППТ действуют управляющие и возмущающие сигналы, которые изменяют ее режим работы. Изучением этих

вопросов с различных позиций занимались Сисоян Г.А. [109], Свенчанский А.Д. [102], Миронов Ю.М. [73] и др. За основу берется функциональная зависимость $U_Д = f(l_Д, I_Д)$, связывающая напряжение дуги с ее длиной и протекающим током. Практически все исследователи отмечают отсутствие единого математического описания электротехнологической дуги. Это связано с большим количеством факторов, влияющих на ее характеристики [72]: газовый состав, давление, материалы электродов, режимы теплообмена и др. В то же время результаты многочисленных экспериментов позволили получить эмпирическое выражение $U_Д = \alpha + \beta l_Д + K_1 I_Д^{K_2}$.

Приэлектродное падение потенциала α, градиент столба дуги β и коэффициенты K_1, K_2 изменяются в широких пределах. Если считать входными воздействиями $U_Д$ и $l_Д$, а выходной координатой $I_Д$, то модель дуги может быть представлена в виде рис.1.30.

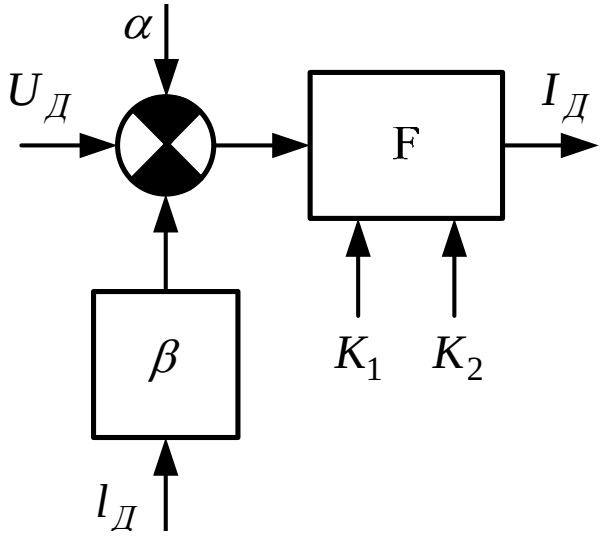


Рис.1.30. Модель дуги ДСППТ

В различных вариантах эта модель исследовалась в работах Миронова Ю.М. [73], Кожеурова В.Н. [53] и др. Авторы рассматривают установившиеся или квазиустановившиеся (дуга переменного тока) режимы. Однако дуга в ДСППТ имеет явно

выраженную нелинейную характеристику, что существенно влияет на динамические свойства системы регулирования тока. Поэтому разработка математической модели дуги, позволяющей учесть ее нелинейные зависимости, является актуальной задачей при построении системы управления.

Классическая система питания ДСППТ состоит из понижающего печного трансформатора, управляемого выпрямителя и сглаживающего дросселя. В электрическую цепь печи (рис. 1.31) входят сетевые реакторы, трансформаторы, тиристорные шести- или двенадцати-импульсные преобразователи и сглаживающие реакторы. Модули тиристорных преобразователей подключаются каждый к своему трансформатору или к гальванически развязанным обмоткам многообмоточного трансформатора. Преобразователи имеют по две независимые секции, которые с помощью коммутатора могут соединяться последовательно или параллельно. Такой подход обеспечивает малое количество типов оборудования, позволяет реализовать режимы усиленного перемешивания металла и повысить надежность печи. Использование в трансформаторах нескольких ступеней напряжения постоянной мощности и возможность переключения секций преобразователя с последовательного на параллельное соединение позволяют согласовать параметры источника питания с непрерывно изменяющимися во время плавки технологическими условиями в печи и характеристиками электрической дуги. Плавка начинается при последовательно соединенных секциях выпрямителя, обеспечивая нахождение электрода над шихтой. Далее секции выпрямителя переключаются на параллельную работу, что снижает номинальное напряжение источника и повышает номинальное значение тока в два раза.

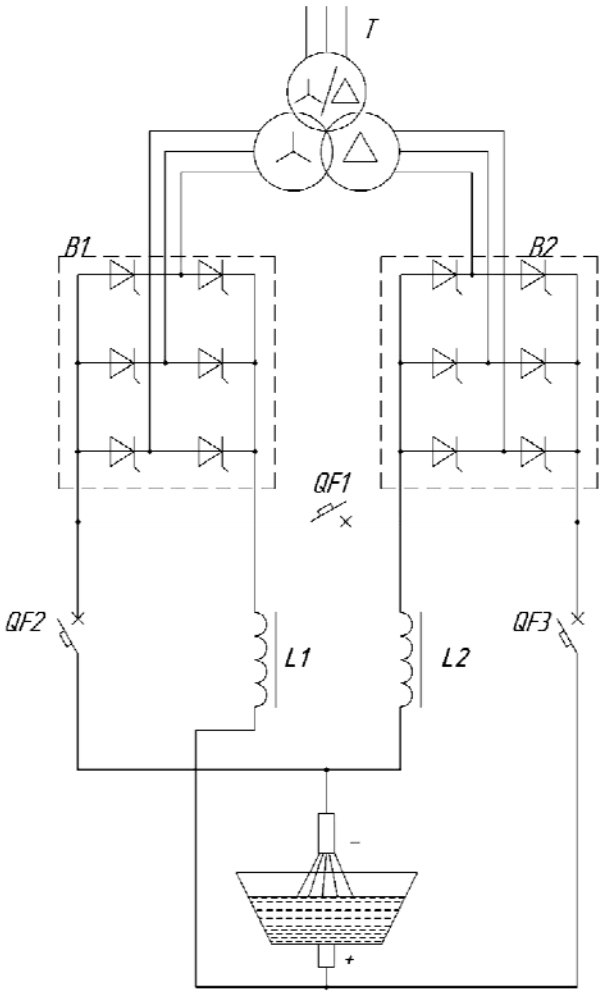


Рис. 1.31. Схема питания дуговой печи постоянного тока

Печной трансформатор служит для преобразования сетевого напряжения в напряжение дуги ДСППТ, предусмотренное технологическим процессом.

Управляемый тиристорный выпрямитель ДСППТ расширяет регулировочные возможности печи за счет введения дополнительного канала управления и перевода печи в режим источника тока за счет глубокого регулирования угла открытия тиристоров.

Несмотря на очевидные преимущества регулируемого тиристорного преобразователя, его применение в составе источника питания ДСППТ имеет существенные недостатки: потери энергии в управляемом тиристорном преобразователе достигают 5-7%, а его стоимость составляет до 40-70% стоимости печи [75]. Поэтому использование управляемого выпрямителя в составе ДСППТ малой мощности в ряде случаев экономически неоправданно. Выпрямитель

в печах такого класса целесообразно выполнять на неуправляемых вентилях (рис. 1.33), а регулирование электрического режима осуществлять изменением длины дуги посредством перемещения верхнего электрода. Поэтому модель источника питания для рассматриваемого варианта печи принимает вид рис. 1.32.

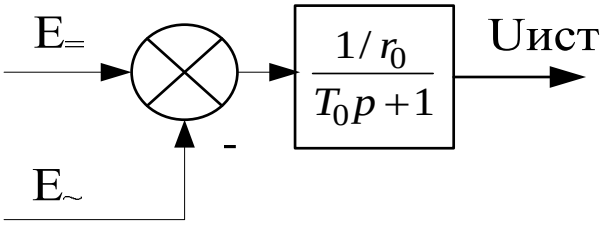


Рис. 1.32. Модель источника питания электродуговой печи

где $E_=$ – выпрямленная эдс вторичной обмотки трансформатора;

$E_\sim$ – переменная составляющая пульсаций;

r_0 – сопротивление цепи питания дуги;

$T_0 = \frac{L}{r_0}$ – постоянная времени источника питания.

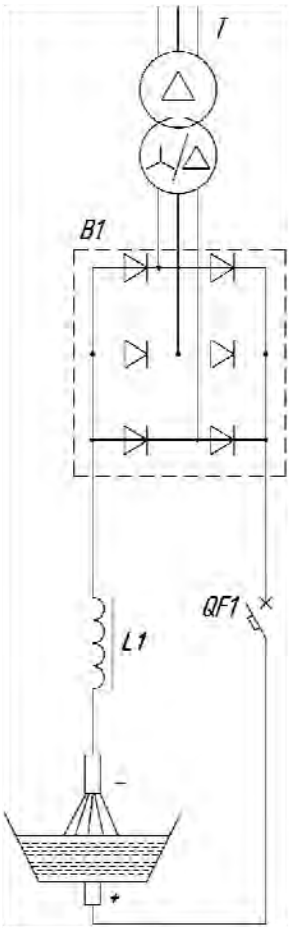


Рис. 1.33. Схема питания дуговой печи постоянного тока

Для анализа и синтеза режимов печи используют мгновенные значения КПД [75]:

$$\eta_э = P_Д / P_A \ ,$$

где $P_Д$, P_A – активные мощности дуги и печи.

Как видно, $\eta_э$ определяется соотношением мощности дуги и электрических потерь в токоподводе, поэтому $\eta_э$ зависит не только от сопротивлений токоподвода, но и от режима горения дуги. Зависимость электрического КПД ДСППТ от режима плавки обычно определяют по «электрическим» характеристикам печи [75]. Для печей постоянного тока при их питании от источника ЭДС (неизменная ступень напряжения трансформатора) электрические характеристики показаны на рис. 1.34.

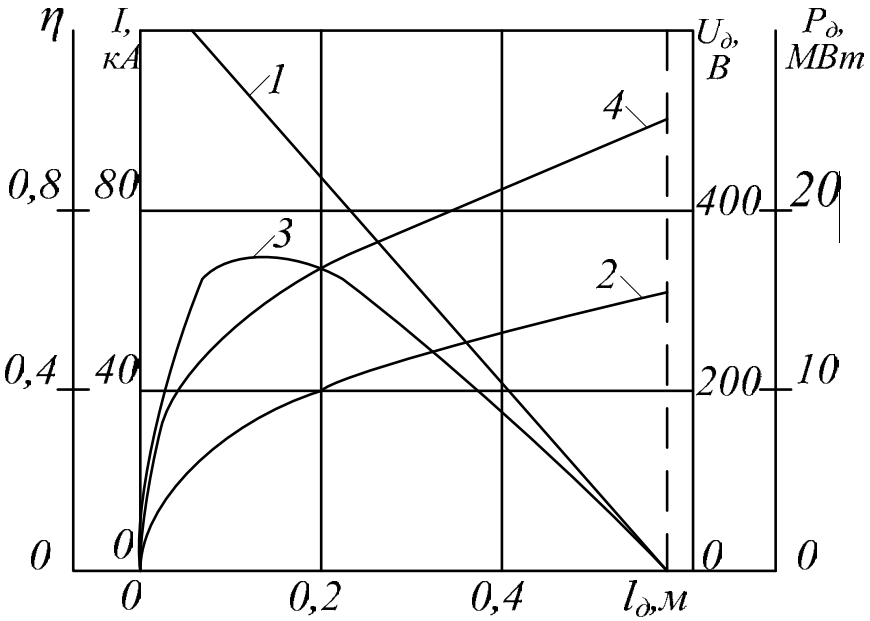


Рис. 1.34. Зависимость тока (кривая 1), напряжения (2), мощности дуги (3) и электрического КПД (4) ДСППТ от изменения длины дуги (Е=300В)

Из характеристик видно, что длина дуги эффективно влияет на основные параметры режима печи. Зависимость мощности дуги от ее длины экстремальна, однако экстремум наступает при очень малых длинах дуг (около 0,05м) и больших токах. Эти значения длины дуги

лежат вне диапазона рабочих режимов, который желательно смещать в область больших длин дуг, когда КПД достаточно высок.

Необходимо отметить, что горение дуги возможно лишь при длинах, меньше граничных, которые зависят от ЭДС источника (рис. 1.35).

Рабочая длина дуги обычно выбирается для каждого периода плавки из электротехнологических соображений, что и определяет минимальные значения ЭДС источников. Рабочие значения ЭДС определяются из регулировочных характеристик (рис. 1.34 – кривая 3) для каждой длины дуги по заданным значениям мощности ДСППТ.

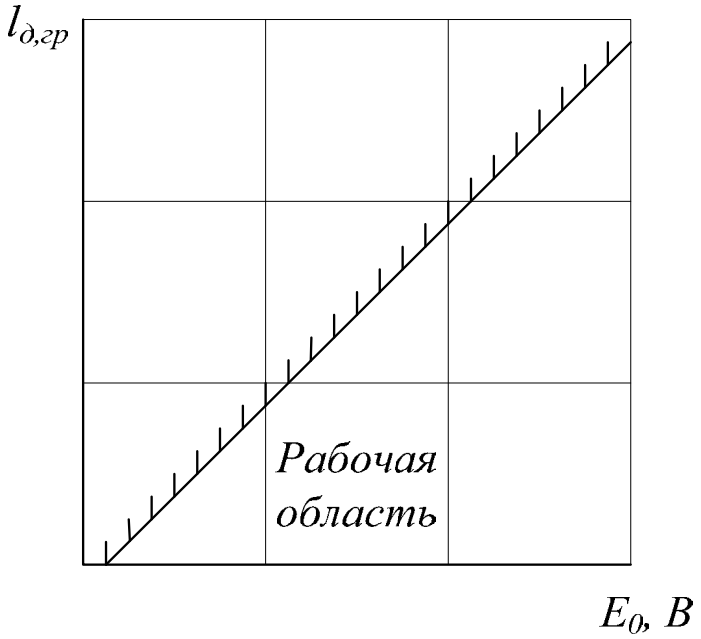


Рис. 1.35. Зависимость длины дуги от ЭДС источника

Нетрудно заметить, что электрический КПД ДСППТ с ростом тока и снижением при этом напряжения дуги резко уменьшается. Это приводит к необходимости выбирать режим как можно ближе к режиму ХХ, что заставляет для обеспечения требуемых значений тока и мощности дуги применять повышение напряжения источника питания.

ГЛАВА 2. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2.1. Пути повышения показателей качества систем управления током дуги

Процесс плавки металла в ДСППТ сопровождается рядом негативных явлений: в процессе плавки изменяется (снижается) сопротивление шихты (расплава), кроме того, параметры дуги, градиент потенциала в столбе дуги (β) и приэлектродное падение напряжения (α), меняются в зависимости от этапа работы, соответственно меняется длина дуги ($l_Д$). Изменение параметров силовой цепи ДСППТ ведет к увеличению пульсаций силового тока, эксплуатационным коротким замыканиям и обрывам дуги. Это приводит к срабатыванию защиты, увеличению времени плавки и снижению энергетической эффективности установки.

Задачи, связанные с повышением энергетической эффективности ДСППТ, решаются различными способами.

Так в работах В.П. Рубцова [99] подробно анализируется модель цепи с учетом выпрямителя, пульсаций выпрямленного напряжения и нелинейностей вольт-амперной характеристики электрической дуги и сглаживающего дросселя.

В диссертационной работе Елизарова К.А. [44] показана целесообразность введения в электрогидравлический привод перемещения электродов отрицательной обратной связи по скорости и исследуется модель такой системы. Доказывается, что это позволяет уменьшить время переходного процесса в шесть раз и сократить длительность плавки на 10%.

Диссертационная работа Кожеурова В.Н. [53] посвящена повышению точности системы управления приводом перемещения электродов. Решение поставленной задачи позволяет, по мнению

автора, улучшить условия работы печного трансформатора, сократить удельный расход электроэнергии на 2-3%.

Для снижения чувствительности к изменяющимся параметрам и снижения пульсаций силового тока предлагается использование системы управления ДСППТ с узлом упреждающей коррекции.

В основе метода упреждающей коррекции лежит идея способа, разработанного первоначально для компенсации запаздывания в системах автоматического регулирования в развитие способа упредителя Смита и названного, поэтому способом упреждающей коррекции (рис. 2.1).

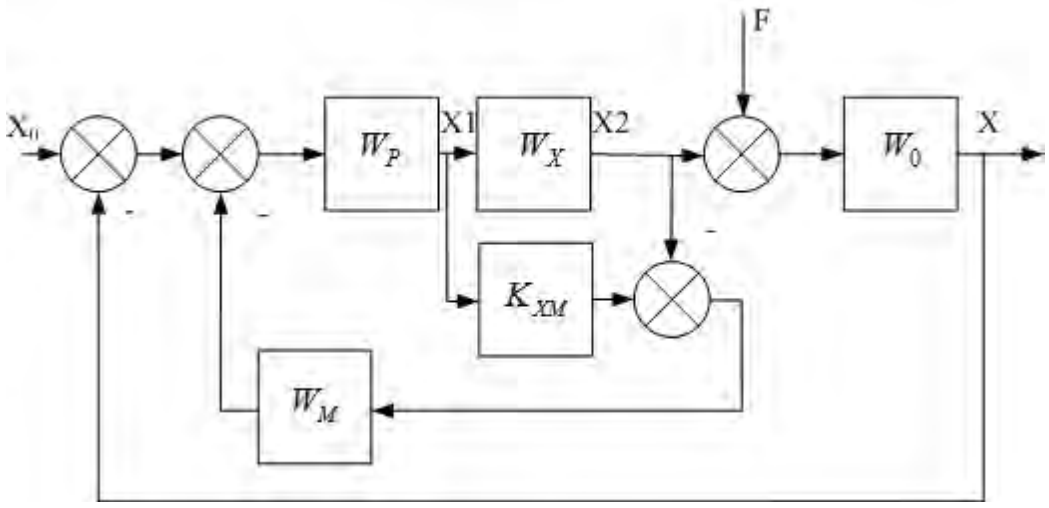


Рис. 2.1. Структурная схема системы с упреждающей коррекцией

Идея способа поясняется структурной схемой (рис. 2.1) и заключается в том, что для компенсации влияния некоторых звеньев W_X на устойчивость замкнутой системы необходимо входной сигнал X_1 пропустить через безынерционное звено K_{XM}, коэффициент передачи которого желательно принять равным коэффициенту передачи звеньев W_X, сравнить с выходным сигналом X_2, а результирующий сигнал пропустить через модель W_M звеньев W_0, оставшихся вне дополнительного контура, и подать на вход системы как сигнал отрицательной обратной связи. Система, построенная таким

образом, становится частично инвариантной, что дает возможность сохранить высокое быстродействие при изменяющихся параметрах.

2.2. Анализ приводов перемещения электрода

Механизм перемещения электрода имеет важное значение для управления электрическим режимом печи, так как его работа определяет качество системы автоматического регулирования электрического режима плавки, которое, в свою очередь, оказывает влияние на производительность печи, удельный расход электроэнергии. Отклонения электрического режима от заданного устраняют путем перемещения электродов. При установке электрода в печи необходимо обеспечить заданную длину дуги с точностью до нескольких миллиметров, это значение может составлять всего 10-20 мм [83].

Механизмы перемещения электродов дуговых сталеплавильных печей могут быть снабжены электромеханическими или гидравлическими приводами.

Они должны удовлетворять следующим требованиям [101]:

1) надежность в работе, удобство при ремонте и обслуживании;

2) минимальные зазоры и люфты в кинематической передаче;

3) отсутствие эластичных звеньев и проскальзывания;

4) достижение достаточно большой скорости перемещения электродов при автоматическом и ручном регулировании;

5) максимальная уравновешенность электродов – минимальное различие в статических моментах нагрузки при подъеме и опускании электродов (что позволяет уменьшить мощность приводного двигателя, а следовательно, снизить его момент инерции);

6) отсутствие поломок электродов при посадке на шихту (ручное управление) и на нетокопроводящие куски шихты (при автоматическом регулировании);

7) невозможность самопроизвольного опускания электродов под действием собственного веса (самотормозящиеся механизмы).

Механизмы с электромеханическим приводом выполняются с канатно-барабанной, реечной и винтовой передачей. Канатно-барабанная передача, установленная на старых дуговых печах, не может обеспечить удовлетворительного качества регулирования. Тросы этой передачи являются эластичными звеньями, приводящими при толчкообразной нагрузке к колебаниям электродов. Кроме того, возможно проскальзывание троса на ведущем барабане, что соответствует дополнительному люфту и также приводит к возрастанию времени переходных процессов. Поэтому все новые печи с электромеханическим приводом выполняются с реечной передачей, в некоторых старых печах производится замена канатно-барабанной передачи на реечную.

Винтовая передача из-за чувствительности к перекосам не нашла широкого применения в дуговых сталеплавильных печах.

Для приведения в действие электромеханических приводов дуговых сталеплавильных печей широко применяется шунтовой двигатель постоянного тока, что объясняется следующими его преимуществами:

1) большим пусковым моментом (меньше длительность переходных процессов) и большей перегрузочной способностью, что особенно важно, учитывая тяжелые условия работы двигателя – высокую окружающую температуру, толчкообразный режим работы с частыми пусками и реверсами;

2) удобством регулирования числа оборотов двигателя путем изменения подаваемого на него напряжения. Это необходимо не только для изменения скорости перемещения электрода при подъеме и спуске, но и для введения двухскоростного режима регулирования или режима с изменением скорости электрода пропорционально изменению регулируемого параметра;

3) простой схемой реверса двигателя. При этом как изменение скорости двигателя, так и изменение направления вращения его осуществляются во всех случаях путем изменения величины или знака подаваемого на якорь напряжения, тогда как обмотка возбуждения остается всегда подключенной к постоянному источнику напряжения. Такой метод регулирования объясняется необходимостью ускорить переходные процессы, так как постоянная времени обмотки возбуждения во много раз больше постоянной времени цепи якоря;

4) возможностью применения электромеханических режимов торможения, осуществляемого весьма просто. Применение на печи громоздких механических тормозных устройств является крайне нежелательным.

Наряду с электрическим приводом применяются механизмы с гидравлическим приводом как более компактные, простые и дешевые. Целесообразность использования того или иного привода должна быть определена в каждом конкретном случае с учетом условий работы механизма, характера движения исполнительного органа, надежности в эксплуатации, общего веса привода, его стоимости и габаритных размеров. Гидравлические приводы обладают рядом преимуществ по сравнению с электромеханическими. К ним следует отнести возможность бесступенчатого регулирования скорости в широких диапазонах независимо от нагрузки, возможность защиты от перегрузок ограничением рабочего давления, плавность и бесшумность работы, наименьшее по сравнению с другими видами приводов отношение массы к развиваемой мощности; способность длительно развивать статические усилия, эксплуатационную надежность [119].

Применение гидропривода позволяет упростить кинематику механизма перемещения электродов, уменьшить габаритные размеры шахт, поскольку отсутствуют противовесы, улучшить управляемость

печей. Исполнительный механизм становится более быстродействующим, гибким и высокоточным.

Кроме того, гидропривод непрерывно совершенствуется, появляются новые возможности улучшения качества регулирования электрического режима и основных технико-экономических показателей работы печей.

Гидравлические приводы дуговых сталеплавильных печей могут выполняться с объемным и дроссельным управлением. В первом случае перемещение электрода осуществляет реверсивный насос, увеличивающий или уменьшающий давление в силовом цилиндре и тем самым поднимающий или позволяющий опуститься (под действием тяжести) поршню или плунжеру силового цилиндра, жестко связанному с электродом. Реверсивный насос приводится в действие двигателем постоянного тока, управляемого каким-либо преобразователем. Таким образом, в данном случае, используется электромеханический привод с гидравлической передачей. Преимущество его – больший КПД передачи и, как следствие, меньшая мощность двигателя (приблизительно, в два раза), а, следовательно, и меньший момент инерции его якоря, в то время как момент инерции ротора насоса очень мал из-за малых его размеров. Недостатками такого рода привода являются его сложность и громоздкость.

Гидравлический привод с дроссельным управлением состоит из электромагнитных золотников, управляемых системой автоматического регулирования и соединяющих полость силового цилиндра с напорной и сливной линиями, в результате чего и происходит подъем или опускание электродов. Время переходных процессов в системах такого рода мало и определяется в основном запаздыванием, которое составляет примерно 0,1 секунды [101]. Поэтому гидравлические приводы при качественном их изготовлении являются наиболее совершенными, позволяющими обеспечить в

процессе регулирования скорости перемещения электрода до 3-6 м/мин. Новая серия дуговых сталеплавильных печей средней мощности выпускается в настоящее время с гидравлическим приводом с дроссельным управлением.

С увеличением емкости дуговых печей особое внимание уделяется выбору типа привода, так как он определяет не только динамические и эксплуатационные качества системы автоматического управления (САУ), но и в значительной мере конструкцию самой печи. Поэтому представляет практический интерес проведение сравнительного качественного анализа обоих видов приводов для уточнения их динамических моделей.

Режимы работы приводов характеризуются управляющим сигналом и усилием на выходном звене. В процессе нормальной эксплуатации реальные управляющие сигналы можно разделить на два типа, соответствующие режимам работы САУ: в режиме стабилизации (автоматический режим) управляющий сигнал является случайной функций, а при ручном управлении и в других режимах – скачкообразным.

При определении энергетических соотношений приводов необходимо учитывать режимы работы и нагрузки на выходном звене. Ввиду того, что нагрузки однотипны и примерно одинаковы, за исключением сил трения для обоих типов приводов, при оценке их энергетической эффективности речь может идти о скоростях и ускорениях перемещения электродов.

Скорость в режиме стабилизации ограничивается условиями устойчивости. При этом необходимые ускорения определяются переходными процессами. В режиме ручного управления и при устранении коротких замыканий после обвалов шихты необходимо обеспечивать максимальные скорости перемещения электрода для сокращения времени холостого хода объекта и пребывания в аварийном режиме (режиме короткого замыкания). Поэтому

максимальные энергетические соотношения для приводов скорее всего определяются другими режимами работы нежели режимом стабилизации. Это имеет принципиальное значение, т. к. увеличение мощности электроприводов связано с одновременным увеличением его инерционности. Для гидроприводов эта сторона вопроса не принципиальна. Однако увеличение мощности для дроссельного гидропривода также нежелательно в силу его малого КПД.

Естественно, что различные принципы работы гидравлического и электромеханического приводов вносят свои особенности в их динамику. Нагрузка на выходном звене, включает в себя сочетание различных составляющих: постоянную, инерционную, трение, упругие реакции крепления основания и связей выходного звена привода с электродом. Наличие значительной постоянной однонаправленной нагрузки (веса перемещаемых элементов) создает асимметрию скоростной характеристики приводов и увеличивает зону нечувствительности, исключительно неблагоприятно сказывается на работе регулятора мощности при реверсе двигателя, т. к. в равновесном состоянии САУ дуговой печи (ДП) на электродвигатель действует постоянный момент значительной величины при отсутствии тока в якоре двигателя. Очевидно, что для удержания электродов в установившемся положении регулятора мощности необходимо принимать специальные меры, препятствующие самопроизвольному опусканию электрода: статическое пассивное уравновешивание контргрузами или активное – многодвигательным приводом и другими способами. Эти меры, как правило, приводят либо к увеличению и без того большой инерционности электропривода, либо к ухудшению эксплуатационных показателей, а в конечном счете ведут к снижению качества регулирования и надежности.

Гидроприводы по отношению к этому сочетанию нагрузок обладают более высоким быстродействием.

В настоящее время в связи с совершенствованием гидравлического привода [100, 120, 121, 123, 133] он находит применение не только для механизмов ДП средней и большой мощности (емкости) (15 МВ·А (25 т), 40 МВ·А (50 т) 90 МВ·А (150 т)), но и малой мощности (емкости) (1,6 МВ·А (1 т) и ниже). Этому способствуют такие преимущества гидравлического привода, как компактность, наименьшее по сравнению с другими видами приводов отношение массы к развиваемой мощности, способность длительно развивать статические усилия, возможность бесступенчатого регулирования скорости в широком диапазоне, возможность защиты от перегрузок ограничением давления, плавность и бесшумность работы [100]. Создание в последнее время надежных пропорциональных гидрораспределителей позволяет реализовать различные алгоритмы работы регуляторов перемещения электродов. Недостатки гидравлического привода обусловлены утечками рабочей жидкости через уплотнения и зазоры (особенно при высоких значениях давления), нагревом рабочей жидкости, что в ряде случаев требует применения специальных охладительных устройств и средств тепловой защиты и приводит к более низкому КПД, чем у сопоставимых механических передач, необходимостью обеспечения в процессе эксплуатации чистоты рабочей жидкости и защиты от проникновения в нее воздуха, пожароопасностью (при применении горючей рабочей жидкости). Устраняют или значительно уменьшают влияние вышеперечисленных недостатков на работу машин рациональным выбором гидравлических схем и конструированием гидроузлов. Это подтверждается зарубежными разработками [133]. Тогда преимущества гидропривода перед обычными механическими передачами становятся настолько существенными, что во многих случаях предпочтение отдается именно ему [123].

Анализ ДСППТ показывает, что ее работа является сложным технологическим процессом, качество которого во многом зависит от

конкретных узлов (привод подачи электрода, схема энергопитания и т. д.) и построения системы регулирования тока дуги в целом. В процессе плавки происходят параметрические изменения в контуре силового тока и действуют возмущающие воздействия случайного характера, что приводит к колебательности процессов контура регулирования и нарушению технологического процесса – обрыва дуги и коротким замыканиям.

Поэтому система регулирования тока дуги должна быть быстродействующей и малочувствительной к параметрическим изменениям. Одним из возможных решений этой задачи может быть использование упреждающей коррекции в контуре регулирования силового тока и создание узлов схемы управления с улучшенными техническими характеристиками.

Для этого необходимо исследовать модель данной системы с учетом особенностей ее функционирования.

2.3. Анализ датчиков электрических величин

Одной из важнейших задач автоматического управления ДСППТ является стабилизация в определенных пределах длины и, соответственно, тока дуги. Поскольку измерение длины дуги физически невозможно, необходимо выбирать косвенные параметры регулирования, имеющие функциональную зависимость с длиной дуги [102]. В качестве таких параметров используют ток дуги, напряжение дуги и дифференциальный параметр А, равный:

$$A = bU_{\text{Д}} - cI\,.$$

При соответствующем подборе коэффициентов b и c, дифференциальный параметр пропорционален сопротивлению дуги. Выбор этих косвенных параметров регулирования обусловлен простотой, надежностью и относительной точностью датчиков этих величин. Наиболее доступным для измерения параметром является ток дуги.

Для измерения тока дуги широкое распространение получили трансформаторы тока, шунты и бесконтактные датчики тока, основанные на эффекте Холла.

Датчики тока относятся к информационной части автоматизированной системы управления ДСППТ. От их точности зависит точность замкнутых систем в целом.

В таблице 2.1. приводится сравнение различных типов широко используемых датчиков тока по основным показателям. Из таблицы видно, что датчики тока на эффекте Холла имеют самую низкую погрешность измерения при прочих близких или более высоких показателях.

Таблица 2.1

Характеристики различных датчиков тока

Тип развязки / Параметр	Холл	Опто	Потенциальная
Погрешность, %	0,2	5	2
$T_{дрейф\ погр.}$, ppm/°C	50	30	20
Нелинейность, %	0,1	0,35	0,5
Смещение, мВ/А	2/25	3/20	10/40
$T_{дрейф\ смещ.}$ мкВ/°C	100	50	25
Диапазон (-3 дБ), кГц	200	10	15

Достоинством трансформаторов тока (ТТ) является низкая чувствительность к внешним магнитным полям, температуре окружающей среды, широкий диапазон измерений, отсутствие источника питания, гальваническое разделение измерительной и силовой цепей. Недостатком ТТ является невозможность измерения постоянного тока дуги ДСППТ. Поэтому ТТ включают в первичную обмотку печного трансформатора. Такое включение вносит существенную погрешность в измерение тока дуги, обусловленную наличием тока холостого хода печного трансформатора и инерционности, определяемой постоянными времени печного трансформатора и сглаживающего дросселя.

Распространенным датчиком постоянного тока является шунт (комбинированное термостабилизированное сопротивление).

Достоинства данного вида датчика тока:

– простота;

– точность.

Недостатки:

– низкий уровень выходного сигнала;

– гальваническая связь с силовой схемой.

В настоящее время широко используются датчики тока на основе элементов Холла. В основе таких датчиков тока лежит измерение индукции магнитного поля, возникающего вокруг проводника с током, с помощью датчика Холла. В качестве элемента, регистрирующего магнитное поле, используется ферромагнитное кольцо с двумя обмотками – первичной и вторичной. Через первичную обмотку протекает ток силовой цепи. Для датчика тока она имеет один виток. Вторичная обмотка может иметь несколько тысяч витков. В кольце имеется поперечный разрез. В нем установлен датчик Холла, который измеряет поток в воздушном зазоре. Схематический вид датчика тока представлен на рис. 2.2 [53].

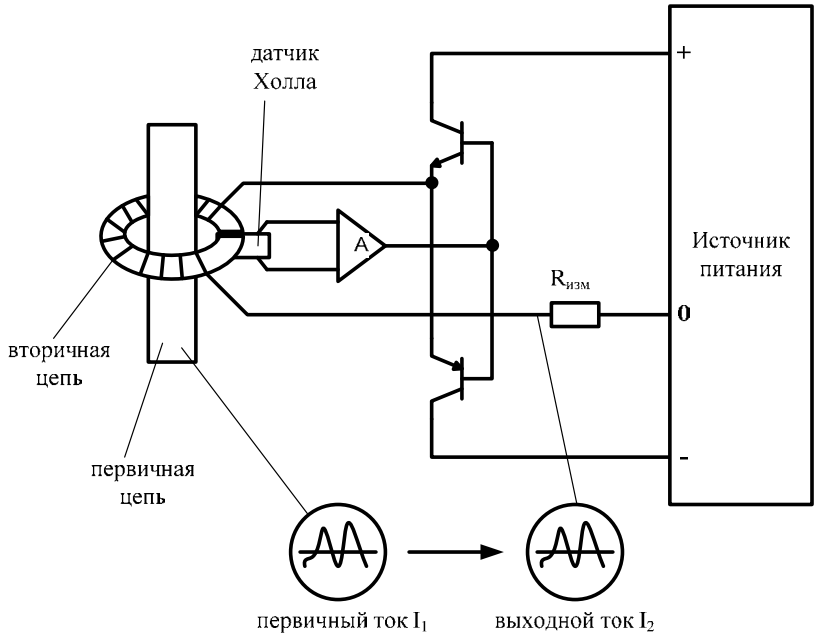


Рис. 2.2. Схема датчика тока с элементом Холла

Работа датчика основана на принципе компенсации магнитного поля. При протекании измеряемого тока по первичной обмотке возникает магнитный поток, который намагничивает сердечник. На появление потока реагирует датчик Холла, и на его выходе появляется сигнал, который усиливается и подается на катушку вторичной цепи таким образом, чтобы создаваемый ею поток был направлен на размагничивание сердечника. Величина тока устанавливается такой, чтобы суммарный поток в сердечнике был равен нулю, при этом ампер-витки вторичной обмотки равны ампер-виткам первичной обмотки. Выходное напряжение снимается с измерительного сопротивления $R_{ИЗМ}$. Форма выходного тока точно повторяет форму тока силовой цепи (первичной). Функциональная схема устройства представлена на рис. 2.3.

Выходной сигнал датчика Холла усиливается микросхемой А до максимума. Во вторичной цепи создается поток, который регистрируется датчиком Холла. Датчик выдает отрицательный сигнал на вход усилителя, в результате чего напряжение микросхемы меняет свой знак. Таким образом, выходной сигнал микросхемы колеблется от минимума до максимума. Частота колебаний определяется быстродействием микросхемы и равна примерно 100 кГц. Благодаря индуктивности катушки вторичной цепи и большой частоте колебаний сигнал с выхода операционного усилителя меняет форму и ослабляется на нагрузочном резисторе. В описанном процессе осуществляется релейное регулирование тока, которое происходит тем точнее, чем выше частота переключений микросхемы и чем больше витков во вторичной обмотке.

При наличии в первичной цепи постоянной составляющей тока положительного знака на выходе усилителя увеличивается ширина импульсов в положительной части осциллограммы. При этом уровень сигнала на нагрузочном резисторе повышается.

Если сигнал на входе отрицательный, то увеличивается ширина импульсов в отрицательной части осциллограммы напряжения.

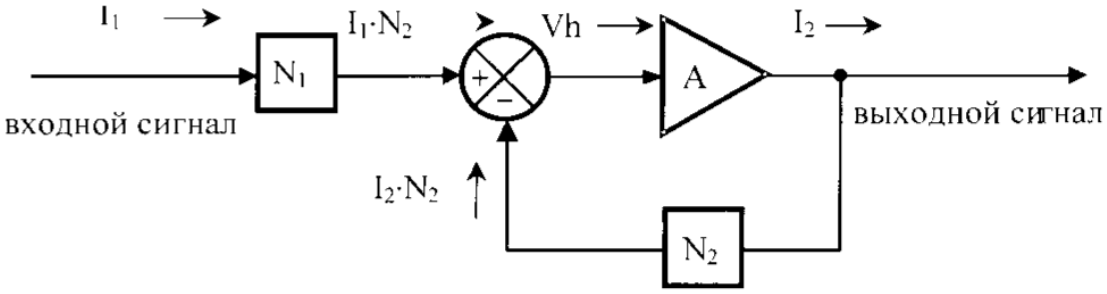


Рис. 2.3. Функциональная схема датчика тока с элементом Холла

I_1 – ток, который должен быть измерен (первичный);

I_2 – выходной ток (вторичный);

N_1 – число первичных витков;

N_2 – число вторичных витков;

Vh – сигнал ошибки, вырабатываемый датчиком Холла;

A – коэффициент усиления усилителя

Измеряемый ток создает магнитный поток, который с точностью компенсируется магнитным полем вторичной обмотки в соответствии с формулой:

$$N_p I_p = N_s I_s ,$$

где N_p и I_p – соответственно число витков и ток первичной обмотки датчика;

N_s и I_s – соответственно число витков и ток вторичной обмотки датчика.

2.4. Определение параметров электрогидравлического привода перемещения электрода

Механизм перемещения электрода имеет большое значение для управления электрическим режимом печи, так как его работа определяет качество автоматического регулирования электрического режима плавки, которое, в свою очередь, оказывает влияние на производительность печи, удельный расход электроэнергии.

Отклонения электрического режима от заданного устраняются перемещением электрода.

Привод перемещения электрода традиционно выполняют электромеханическим или гидравлическим.

Гидравлический привод перемещения электрода обладает рядом преимуществ по сравнению с электромеханическим приводом: компактность, удобство управления, бесшумность работы, возможность бесступенчатого регулирования скорости в широком диапазоне, высокая удельная развиваемая мощность, однотипность с другими приводами механизмов печного агрегата.

Известно [112], что линеаризованная структурная схема электрогидравлического привода (ЭГП) имеет вид:

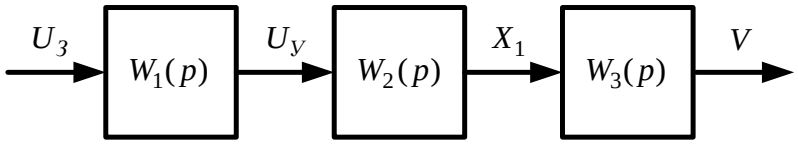


Рис. 2.4. Структурная схема ЭГП

Составим модель и определим передаточную функцию электрогидравлического привода с дроссельным регулированием. Его основными узлами являются усилитель W_1, электромеханический преобразователь W_2 и гидродвигатель W_3. Рассмотрим каждый из этих узлов.

Усилитель считаем безынерционным с передаточной функцией

$$W_{ус}(p) = K_{ус} = \frac{U_y}{U_з}, \qquad (2.1)$$

где $U_з$, U_y – напряжения задания и управления.

Работа гидродвигателя описывается уравнениями [19]:

$$\begin{aligned} m\frac{d^2y}{dt^2} &= A_n P_д - c_ш y; \\ K_{Q_X} x - K_{Q_P} P_д &= A_n \frac{dy}{dt} + K_E \frac{dP_y}{dt}; \end{aligned} \qquad (2.2)$$

где m – масса подвижных частей гидропривода, приведенных к оси цилиндра;

y – координата перемещения поршня гидроцилиндра;

$c_ш$ – коэффициент позиционной нагрузки;

A_n – рабочая площадь поршня;

$P_д = P_1 - P_2$ – перепад давлений в гидроцилиндре;

x – перемещение золотника;

K_{Q_X} – коэффициент усиления золотника по расходу;

K_{Q_P} – коэффициент скольжения;

$K_E = \frac{V_0}{2E}$ – коэффициент сжатия жидкости;

$V_0 = 1{,}2 A_n y_{\max}$ – рабочий объем гидроцилиндра;

E – модуль объемной упругости.

Передаточная функция гидродвигателя на основании преобразования уравнения (2.2) при условии $c_ш = 0$ запишется в виде

$$W_{г.д}(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{K_V}{p(T_K^2 p^2 + 2\xi_K T_K p + 1)}, \qquad (2.3)$$

где K_V – коэффициент усиления по скорости;

$T_K = \sqrt{\frac{m}{C_Г}}$ – постоянная времени гидродвигателя;

$\xi_K = \frac{\sqrt{mC_Г}}{2B}$ – коэффициент демпфирования;

$C_Г = \frac{2EA_n^2}{V_0}$; $B = \frac{A_n^2}{K_{Q_P}}$.

Найдем параметры передаточной функции (2.3) для исследуемой системы. Исходные данные следующие [39, 121]:

$m = 95\,кг$; $d = 3{,}0\,см$; $D = 4{,}0\,см$; $E = 1{,}9 \cdot 10^8 \frac{кг}{м^2}$; $y_{\max} = 0{,}5\,м$;

$K_{Q_P} = 0{,}015 \frac{см^5}{Н \cdot с}$.

На основании этих данных получаем следующие значения:

$A_n = 5{,}5 см^2$; $C_Г = 34{,}8 \cdot 10^4 \frac{кг}{м}$; $T_K = 1{,}7 \cdot 10^{-2} с$; $B = 2017 \frac{Н \cdot с}{см}$; $\xi_K = 0{,}14$.

Уравнения, описывающие работу электромеханического преобразователя (ЭМП), имеют вид [110]:

$$\begin{cases} L_y \dfrac{di_y}{dt} + R_y i_y = U_y \\ T_{2y}^2 \dfrac{d^2 x}{dt^2} + T_{1y} \dfrac{dx}{dt} = K_Q i_y \end{cases}; \qquad (2.4)$$

где L_y, R_y, i_y, U_y – индуктивность, сопротивление, ток и напряжение цепи управления;

T_{1y}, T_{2y} – постоянные времени электромеханического преобразователя;

K_Q – коэффициент передачи.

На основе системы уравнений (2.4) находим передаточную функцию ЭМП

$$W_{ЭМП}(p) = \frac{K_Q / R_y}{(T_y p + 1)(T_{2y}^2 p + T_{1y} p + 1)} \approx \frac{K_Q / R_y}{T_y p + 1}; \qquad (2.5)$$

где $T_y = \frac{L_y}{R_y}$ – постоянная времени обмотки управления.

В виду малости T_{1y} и T_{2y} передаточную функцию ЭМП можно упростить до звена первого порядка $L_y = 0{,}072 Гн$; $R_y = 55 Ом$; $T_y = 0{,}0013 с$.

Результирующая передаточная функция электрогидравлического привода на основе формул (2.1, 2.3, 2.5) принимает вид:

$$W_{ЭГП}(p) = \frac{K}{p(T_K^2 p^2 + 2\xi_K T_K p + 1)(T_y p + 1)} = \frac{V(p)}{U(p)};$$

где $K = \frac{K_{ус} K_V K_Q}{R_y}$ – общий коэффициент передачи электрогидравлического привода.

В электрогидравлическом приводе общий коэффициент передачи K связывает выходную скорость с выходным напряжением задания и может быть найден по приращениям сигналов:

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta U_з} = 1{,}5 \frac{м}{мин \cdot В}.$$

На основе этого можно составить структурную схему линейной модели электрогидравлического привода (рис. 2.5) [39].

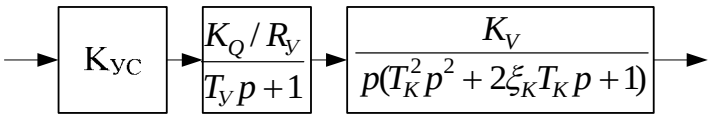


Рис. 2.5. Структурная схема линейной модели электрогидравлического привода

В составе рассматриваемой печной установки используется электрогидравлический пропорциональный гидрораспределитель отечественного производства 1РП6А. Гидрораспределители пропорциональные типа 1РП6А предназначены для дистанционного регулирования расхода и направления потока рабочей жидкости в гидросистемах машин. Основные технические характеристики гидрораспределителя приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

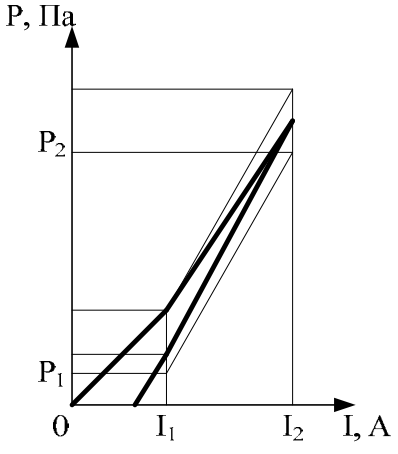
Основные технические характеристики гидрораспределителя 1РП6А

Наименование параметров	Норма
1. Условный проход, мм	6
2. Давление на входе, МПа максимальное минимальное	 32 5
3. Давление на выходе, МПа	5,0
4. Расход рабочей жидкости, л/мин максимальный номинальный при ΔР=1 МПа	 25 20
5. Давление управления, МПа максимальное минимальное	 32 5

Окончание табл. 2.2

Наименование параметров	Норма
6. Продолжительность включения, мин при номинальном режиме, при давлении до 20 МПа до 32 МПа	 60 10
7. Гистерезис	См. рис. 2.2.
8. Масса, кг 3-х позиционный 2-х позиционный	2,5 2,0
9. Тип штатного электронного блока управления	БУ2110-01
10. Напряжение питания, В	24
11. Характеристические токи, мА	I_1=300±10 I_2=750±10
12. Сопротивление обмотки электромагнита, Ом	R=21,2±5%

На рис. 2.6 представлена характеристическая зависимость давление / ток. Производителем гидроаппаратуры рекомендуется управлять пропорциональным гидрораспределителем при помощи ШИМ контроллера, ограничивающего ток I_2. При частоте модуляции 100 Гц гидравлический гистерезис должен стремиться к минимуму. Частота модуляции подбирается в зависимости от конкретного применения и резонансной частоты гидравлической системы.



=

Рис. 2.6. Характеристическая зависимость электромагнита гидрораспределителя

2.5. Микроконтроллерная система управления электрогидравлическим приводом

В настоящее время для управления пропорциональными электрогидравлическими приводами используются системы управления как отечественного, так и зарубежного производства. Наиболее распространенным является схемотехническое решение на основе широтно-импульсного модулятора (ШИМ), который в зависимости от сигнала управления формирует ШИМ-сигналы, определяющие управление электрогидравлическим приводом. Современные исследования систем автоматического управления электрогидравлическим приводом заключаются в поиске новых схемотехнических решений и алгоритмов формирования сигналов управления с целью повышения качества динамических характеристик привода. Перспективными являются исследования в области разработки схем и алгоритмов работы систем управления электрогидравлическим приводом, обеспечивающих расширение диапазона регулирования и снижение неравномерности движения электрогидравлического привода.

Известные отечественные аналоги построены на устаревшей элементной базе, используют устаревшие алгоритмы управления и не могут отвечать в полной мере современным требованиям, предъявляемым к электрогидравлическим приводам. Зарубежные аналоги значительно превосходят в цене разрабатываемое устройство. Поэтому возникает необходимость создания новых схемотехнических решений и алгоритмов для реализации системы управления электрогидравлическим приводом с более высокими технико-экономическими параметрами по сравнению с конкурентами.

В процессе исследований была разработана программа для микроконтроллера управления гидроцилиндрами [29, 41].

Разработанная программа предназначена для управления пропорциональным гидроприводом и содержит следующие модули:

1) установки начального смещения двух ШИМ-сигналов;

2) согласованного управления двух ШИМ;

3) управляемого смещения двух ШИМ-сигналов относительно друг друга;

4) нормализации сигналов управления.

Модуль установки начального смещения двух ШИМ-сигналов обеспечивает начальное смещение ШИМ-сигналов. Это необходимо для компенсации зоны нечувствительности в характеристике управления гидроцилиндром. Зона нечувствительности присутствует во всех подобных гидравлических узлах, но величина зоны зависит от конкретных механизмов и условий работы. Поэтому в процессе настройки под конкретный объект управления необходимо использовать возможность подстройки смещения с помощью модуля управляемого смещения двух ШИМ-сигналов относительно друг друга.

При первоначальном включении микроконтроллера в систему управления необходимо скорректировать начальные установки программы, в частности, с помощью модуля управляемого смещения двух ШИМ-сигналов обеспечить такую настройку системы управления, которая бы компенсировала зону нечувствительности в характеристике управления гидроцилиндрами.

Для согласованного управления двумя гидроцилиндрами, которые обеспечивают два противоположных движения, используется модуль согласованного управления двух ШИМ. При поступлении аналогового управляющего сигнала на вход АЦП микроконтроллера происходит формирование двух ШИМ-сигналов, причем входной управляющий сигнал действует на них противофазно, то есть приращение коэффициента заполнения ШИМ-сигнала на одном канале сопровождается уменьшением коэффициента заполнения ШИМ-сигнала на втором канале. При таком управлении формируется согласованное управление гидроцилиндром, обеспечивающим перемещение по одной оси.

Модуль нормализации сигналов управления обеспечивает согласование уровней входных аналоговых управляющих сигналов с величиной скважности выходных ШИМ-сигналов. Это позволяет

согласовать работу микроконтроллера с различными входными узлами управления и установить значения V_{MAX} и V_{MIN}.

На рис. 2.7 приведен алгоритм функционирования разработанной программы [84].

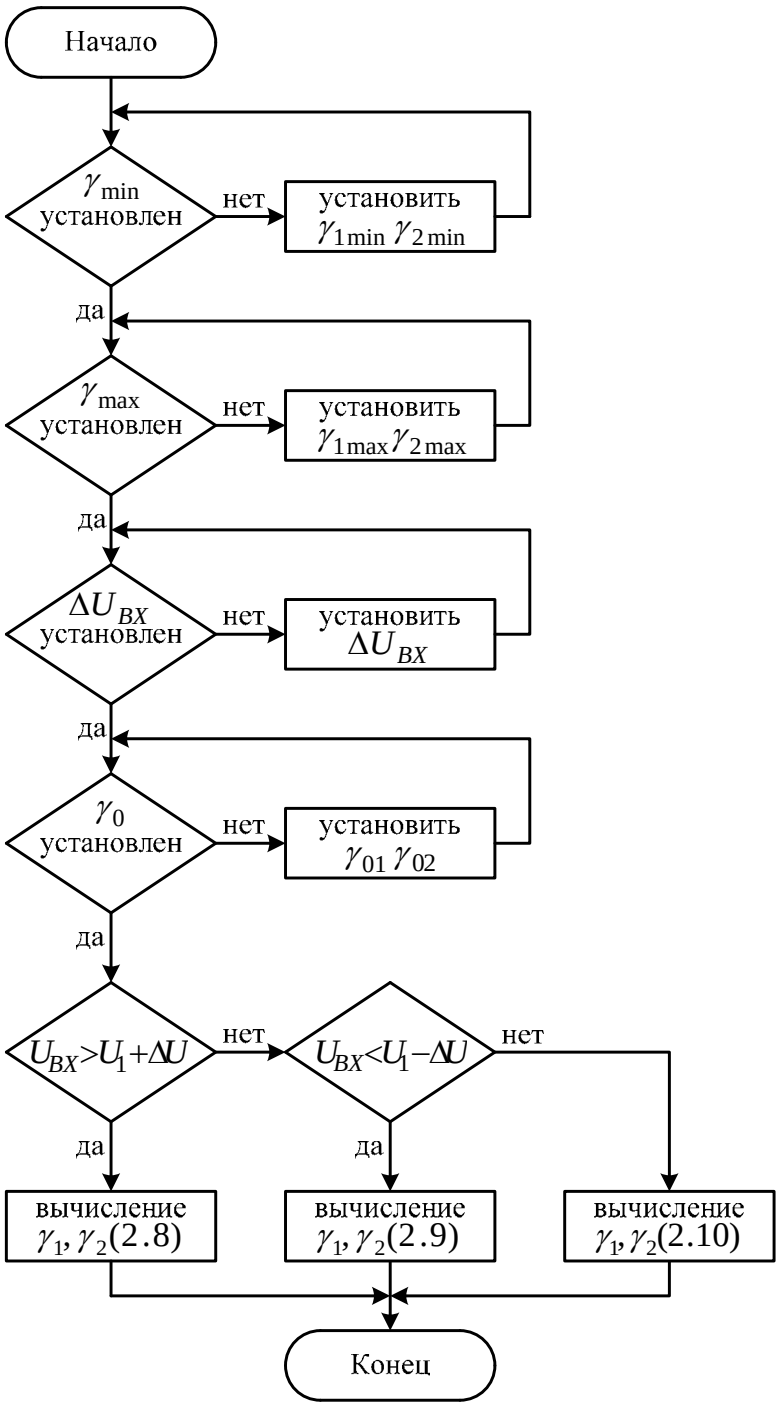


Рис. 2.7. Алгоритм работы программы

Работа программы происходит следующим образом. В начальный момент устанавливаются значения:

– скважностей $\gamma_{1\min}$ и $\gamma_{2\min}$, которые обеспечивают «ступеньку» компенсации нелинейности трения в момент начала движения и достижения минимальной скорости $V_{\min}$;

– скважностей $\gamma_{1\max}$ и $\gamma_{2\max}$, которые обеспечивают достижение заданного значения максимальной скорости $V_{\max}$;

– зоны нечувствительности входного напряжения $\Delta U_{вх}$ для снижения влияния помех во входном сигнале;

– начальных значений смещений ШИМ сигналов γ_{10} и γ_{20}.

В процессе работы программы происходит формирование ШИМ-сигналов исходя из условий:

– если $\Delta U_{вх} > U_1 + \Delta U$, то

$$\left.\begin{aligned} \gamma_1 &= \gamma_{10} + \gamma_{1\min} + \frac{\gamma_{1\max} - \gamma_{10} - \gamma_{1\min}}{U_{вх\max} - U_{вх\min}} U_{вх} \\ \gamma_2 &= \gamma_{20} - \frac{\gamma_{2\max} - \gamma_{2\min}}{U_{вх\max} - U_{вх\min}} U_{вх} \end{aligned}\right\} \qquad (2.6)$$

– если $\Delta U_{вх} < U_1 + \Delta U$, то

$$\left.\begin{aligned} \gamma_1 &= \gamma_{10} - \frac{\gamma_{1\max} - \gamma_{1\min}}{U_{вх\max} - U_{вх\min}} U_{вх} \\ \gamma_2 &= \gamma_{20} + \gamma_{2\min} + \frac{\gamma_{2\max} - \gamma_{20} - \gamma_{2\min}}{U_{вх\max} - U_{вх\min}} U_{вх} \end{aligned}\right\} \qquad (2.7)$$

– если $U_1 - \Delta U < \Delta U_{вх} < U_1 + \Delta U$, то

$$\left.\begin{aligned} \gamma_1 &= \gamma_{10} \\ \gamma_2 &= \gamma_{20} \end{aligned}\right\} \qquad (2.8)$$

Такое управление позволяет снизить пульсации на низких скоростях и уменьшить гистерезис в характеристике гидропривода [29, 39].

2.6. Анализ датчиков скорости

Для реализации упреждающей коррекции в составе системы управления ДСППТ необходимо выполнить измерение скорости перемещения электрода [9]. Непосредственное измерение скорости технически затруднительно, поэтому возникает необходимость в синтезе сигнала U_V. Для этого можно использовать различные способы нахождения сигнала. Наиболее подходящими, на наш взгляд, являются следующие:

– формирование U_V на основе сигнала датчика ускорения;

– вычисление U_V по сигналам ШИМ.

В первом случае используется датчик ускорения, поэтому для вычисления сигнала U_V необходимо интегрирование выходного сигнала датчика

$$U_V = \frac{U_{УС}}{T_И p},$$

где $U_{УС}$ – сигнал датчика ускорения;

$T_И$ – постоянная времени интегратора.

Известно, что операция интегрирования приводит к накоплению ошибки, что недопустимо. Поэтому интегрирующее звено заменяется на апериодическое $\frac{1}{T_И p} \Rightarrow \frac{K_A}{T_A p + 1}$.

Выбор параметров апериодического звена K_A и T_A необходимо проводить из условий наибольшего приближения его динамических свойств к характеристикам интегрирующего звена. Для этого требуется совпадение логарифмических частотных характеристик рассматриваемых звеньев в окрестностях частоты среза. Это условие выполняется при соблюдении соотношения $T_И = \frac{K_A}{T_A}$.

Датчик ускорения устанавливается на подвижных элементах механизма подачи электрода и представляет собой SMD микросхему,

выполненную по технологии iMEMS (integrated Micro Electro Mechanical Systems). Величина выходного сигнала зависит от точности ориентации оси чувствительности датчика по оси движения электрода. Есть вероятность появления ошибки, вызванной неточной установкой датчика. В этом случае выходной сигнал датчика $U_{ИЗМ}$ будет отличаться от фактического в соответствии с выражением:

$$U_{ИЗМ} = \frac{U_{УС}}{T_И p}\cos Y \cos Z,$$

где Y и Z – углы отклонения в установке датчика по двум осям, взаимно ортогональным с рабочей осью X.

В итоге сигнал U_{V1}, определяемый по первому способу, находится по формуле $U_{V1} = U_{УС}\frac{K_A}{T_A p + 1}\cos Y \cos Z$.

Во втором случае сигнал U_{V2} вычисляется по сигналу $U_{ШИМ}$. Для этого $U_{ШИМ}$ необходимо сгладить и в соответствии со структурной схемой ЭГП (рис. 2.4) пропустить через звено модели W_M

$$W_M(p) = W_2(p)W_3(p). \qquad (2.9)$$

В процессе перемещения электрода на него не влияют противодействующие силы нагрузки, поэтому уравнение (2.9) не дополняется другими составляющими. Сигнал U_{V2}, определяемый по второму способу, находится по формуле:

$$U_{V2} = \frac{K_2}{T_2' p + 1}\cdot\frac{K_3}{T_3' p + 1}\cdot\frac{K_Ф}{T_Ф' p + 1},$$

где $K_Ф$ и $T_Ф$ – коэффициент передачи и постоянная времени фильтра сигнала ШИМ; T_2' и T_3'– значения постоянных времени звена модели, определяемые с учетом $T_Ф$ из условия:

$$T_2 + T_3 = T_2' + T_3' + T_Ф. \qquad (2.10)$$

С учетом выражения (2.4) узел звена модели целесообразно совместить в фильтром ШИМ сигнала, тогда U_{V2} будет определяться по формуле:

$$U_{V2}(p) = \frac{K_\Sigma}{(T_2 p + 1)[(T_3' + T_\Phi')p + 1]} U_{ШИМ}(p),$$

где $K_\Sigma = K_2 K_3 K_\Phi$ – общий коэффициент передачи цепи.

Сравним сигналы U_{V2} и U_{V1} по чувствительности к параметрам схем реализации. Вычислим функции чувствительности для двух рассматриваемых цепей формирования сигнала U_V. Для получения функции чувствительности воспользуемся формулой

$$S_\alpha^C = \frac{dW_C(p)}{d\alpha} \frac{\alpha}{W_C(p)}, \qquad (2.11)$$

где $W_C(p)$ – передаточная функция схемы;

α – параметр передаточной функции;

S_α^C – чувствительность передаточной функции $W_C(p)$ к параметру α.

Рассмотрим передаточную функцию схемы формирования сигнала U_{V1}:

$$W_{V1}(p) = \frac{K_A}{T_A p + 1} \cos Y \cos Z.$$

На основании полученной передаточной функции составлена модель вычислителя скорости для первого варианта (рис. 2.8).

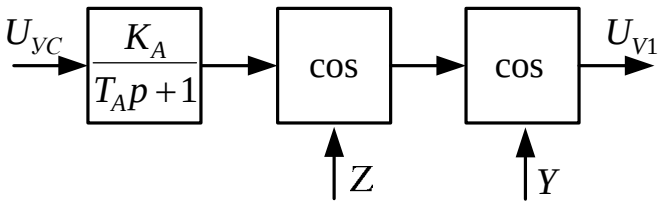


Рис. 2.8. Модель вычислителя скорости для первого варианта

В данном выражении возможны изменения в параметрах K_A, T_A и Y (Z). Используя выражение (2.11), можно получить функции чувствительности для данной схемы:

$$S_{K_A}^{C1}=1;\ S_{T_A}^{C1}=-\frac{p}{T_A p+1};\ S_{Y(Z)}^{C1}=-Ytg Y. \qquad (2.12)$$

Видно, что чувствительность $S_{T_A}^{C1}$ будет снижаться с увеличением T_A, а чувствительность $S_{K_A}^{C1}$ остается постоянной.

Для второго варианта реализации сигнала передаточная функция цепи имеет вид:

$$W_{V2}(p)=\frac{K_2 K_3}{(T_2 p+1)[(T_3'+T_\Phi')p+1]}.$$

На основании полученной передаточной функции составлена модель вычислителя скорости для второго варианта (рис. 2.9).

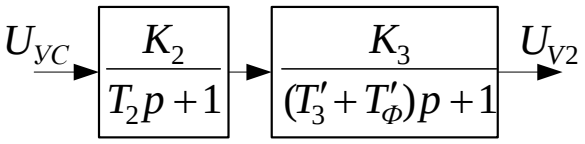


Рис. 2.9. Модель вычислителя скорости для второго варианта

В рассматриваемом случае возможны изменения параметров K_Σ, T_2 и T_3'. После вычисления функций чувствительности получаем выражения:

$$S_{K_\Sigma}^{C2}=1;\ S_{T_2}^{C2}=-\frac{T_2 p}{T_2 p+1};\ S_{T_3'}^{C2}=-\frac{p(T_3'+T_\Phi)}{(T_3'+T_\Phi)p+1}. \qquad (2.13)$$

Сравним чувствительность рассматриваемых схем к точности воспроизведения сигнала [38, 42]. Наиболее точно сигнал U_V будет определяться, когда параметры звеньев реальной схемы $W^*(p)$ полностью совпадают с параметрами звеньев, формирующих U_V $(W(p))$. Исходя из этого можно определить чувствительность точности воспроизведения U_V к вариациям параметров формирующей цепи по выражению

$$S_\alpha^\Delta=\frac{d\left[W^*(p)-W(p)\right]}{d\alpha}\frac{\alpha}{\left[W^*(p)-W(p)\right]}. \qquad (2.14)$$

Будем считать, что в идеальном случае $U_{V0}(p)=K_0 V(p)$,

где U_{V0} – сигнал, пропорциональный скорости электрода в идеальном случае измерения;

$K_0 = W_{V0}$ – коэффициент пропорциональности.

Для варианта схемы вычисления сигнала U_{V1} в соответствии с выражением (2.14) можно получить следующие формулы:

$$S_{T_A}^{\Delta} = -\frac{T_A p}{\left[\cos Y \cos Z - (T_A p + 1)\right]} - \frac{T_A p}{T_A p + 1};\ S_{K_A}^{\Delta} = 1. \qquad (2.15)$$

Для варианта схемы вычисления сигнала U_{V2} аналогично получаем формулы:

$$S_{T_2}^{\Delta} = \frac{T_2}{(T_2 p + 1)[T_2(T_3' + T_\Phi) p + T_2 + T_3' + T_\Phi]};\ S_{K_\Sigma}^{\Delta} = 1. \qquad (2.16)$$

Сравнивая выражения (2.12, 2.13) и (2.15, 2.16), можно сделать следующие выводы:

– чувствительности рассмотренных схем реализации S^{C1} и чувствительности точности воспроизведения S^{Δ} к изменениям коэффициента усиления (K_A, K_Σ) постоянны и равны 1;

– чувствительности передаточной функции $W_{V1}(p)$ снижаются с увеличением T_A и увеличиваются с ростом Y (Z) и частоты сигнала;

– чувствительности передаточной функции $W_{V2}(p)$ практически не зависят от изменений T_2 и T_3' и увеличиваются с ростом частоты сигнала.

Видно, что для более точного измерения скорости электрода по первому способу необходимо увеличивать T_A и точно ориентировать рабочее положение датчика. По второму способу необходимо более точное определение исходных значений T_2, T_3' и T_Φ. Сравнение этих двух схем показывает преимущество первого варианта измерения скорости электрода.

Существуют и другие измерители скорости, например датчики производства немецкой фирмы *Balluff GmbH* серии *Micropulse.* Принцип работы этих датчиков поясняется рис. 2.10.

Измерительный элемент, волновод, изготовлен из специального железоникелевого сплава и имеет наружный диаметр 0,7 мм и внутренний диаметр 0,5 мм. Медный проводник проходит по всей длине этой трубки. Измерительный процесс инициируется коротким импульсом тока. Этот ток генерирует магнитное поле, которое вращается вокруг волновода. В измеряемой точке пути, в качестве маркирующего элемента, установлен постоянный магнит, чьи линии направлены под прямым углом к электромагнитному полю. В области волновода, где оба магнитных поля пересекаются, магнитострикционный эффект вызывает эластичную деформацию волновода (в микрообласти), которая рождает механическую волну, распространяющуюся в обе стороны. Скорость распространения этой волны в волноводе составляет 2830 м/с и является практически нечувствительной к внешним факторам (например, температуре, механическим воздействиям, загрязнению). Компонент волны, который достигает дальнего конца волновода, подавляется там, тогда как сигнал, поступающий на преобразователь сигналов, превращается в электрический сигнал на основе магнитострикционного эффекта.

Применение указанных датчиков связано с их интеграцией непосредственно в гидроцилиндр перемещения электрода. Такое исполнение существенно усложняет конструкцию и увеличивает стоимость привода.

На исследуемой печной установке в качестве первичного используется датчик ускорения. Он выполнен в виде SMD микросхемы по технологии iMEMS (integrated Micro Electro Mechanical Systems), позволяющей совмещать на одном кристалле

микроэлектромеханические устройства с традиционными электронными элементами интегральных схем.

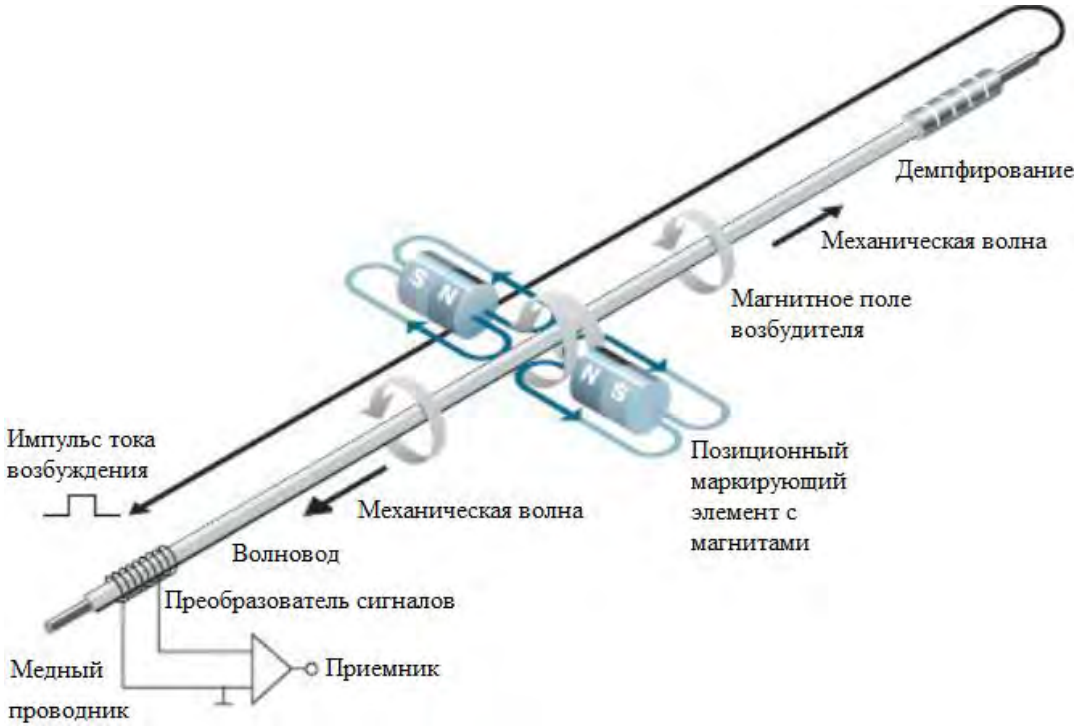


Рис. 2.10. Датчик обратной связи по скорости

Механическая часть датчика содержит поликремниевую пластину, соединенную с подложкой при помощи упругих элементов подвеса, удерживаемых «якорями», способную перемещаться в направлении одной степени свободы под действием ускорения. По краям пластины вытравлены балки, закрепленные на подложке и образующие дифференциальную систему большого числа ячеек парных емкостей. Перемещение подвижной пластины относительно этих неподвижных балок позволяет регистрировать ускорение (рис. 2.11). В отсутствие ускорения емкости в ячейке почти одинаковы, если же ускорение отлично от нуля, пластина смещается, и баланс емкостей нарушается. Кроме того, возможно наличие дополнительных балочных структур, используемых для смещения механики сенсора

внешним напряжением для проверки функциональности датчика или так называемого самотестирования.

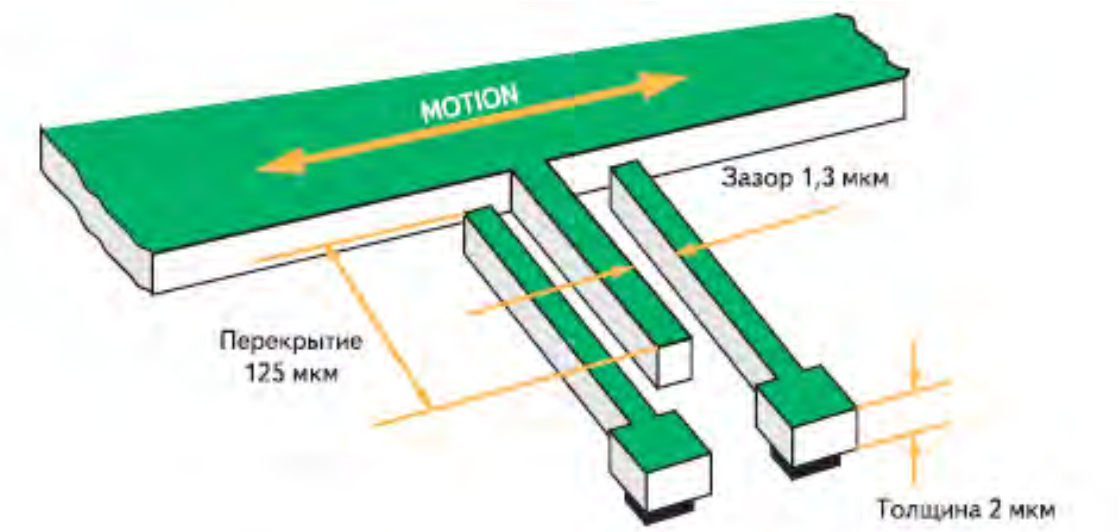


Рис. 2.11. Дифференциальная измерительная система на основе парных емкостей с балками, закрепленными на подложке

При воздействии на подвижный элемент сенсора массой m силы $F = ma$ возникает смещение x, пропорциональное ускорению:

$$x = \frac{ma}{\beta} = \frac{a}{\omega_0^2},$$

где β – жесткость подвески, a – ускорение смещения сенсора, ω_0 – собственная частота колебаний сенсора, определяющая чувствительность механической части системы.

На балки, зафиксированные на подложке, подаются электрические сигналы – прямоугольные импульсы различной полярности в противофазе (рис. 2.12). При отсутствии ускорения смещение механики отсутствует и емкости равны, поэтому выходной сигнал переменного напряжения, снимаемый с подвижной пластины, также практически равен нулю (всегда присутствует малое ненулевое смещение). При наличии ускорения баланс емкостей нарушается, и появляется переменный сигнал.

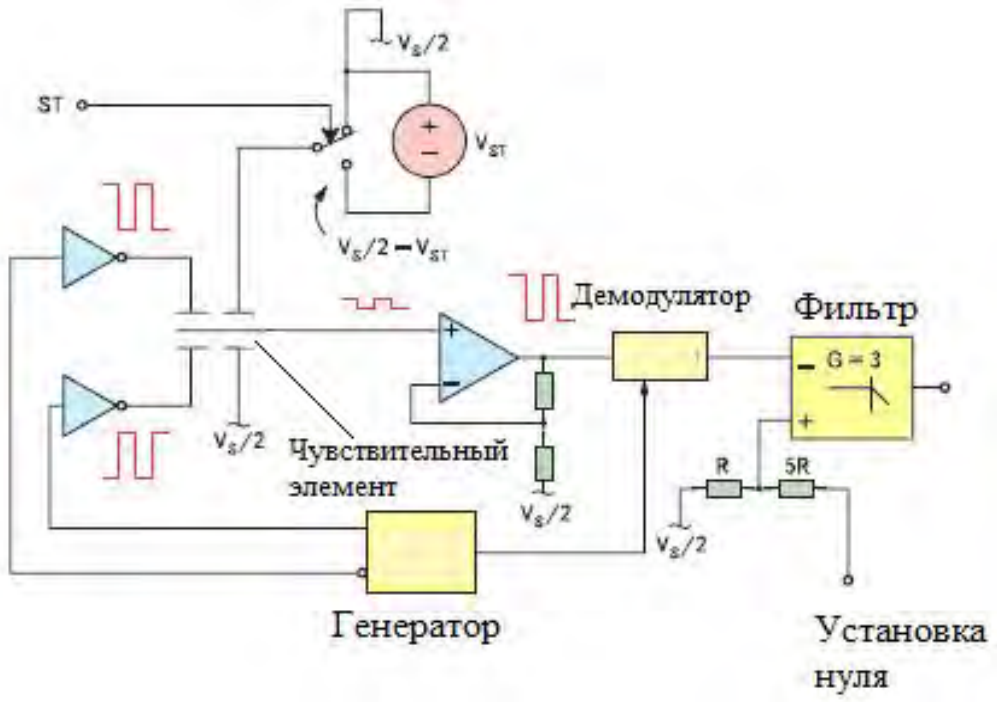


Рис. 2.12. Схема обработки сигнала датчика

При малых смещениях подвижной части электрический сигнал пропорционален величине смещения, которое, в свою очередь, пропорционально ускорению. В акселерометрах полученный сигнал, как правило, детектируется в схеме синхронного демодулятора и усиливается. Необходимо учитывать, что при подаче напряжения между балками возникают электростатические силы, которые тем больше, чем больше разбаланс емкостей. Поэтому для предотвращения нежелательного возбуждения сенсора и уменьшения шумов частота электрического сигнала, подаваемого на емкости, выбирается существенно больше собственной частоты колебаний сенсора.

Выполненный на основе такой микросхемы датчик скорости заключен в миниатюрный корпус и может быть установлен на подвижной части привода электрода без каких-либо изменений в конструкции привода подачи электрода.

2.7. Составление модели системы управления током ДСППТ

ДСППТ является сложным объектом, на который действуют управляющие и возмущающие воздействия. Для управления

энергетическим режимом ДСППТ используется изменение длины дуги с помощью перемещения электрода. Возмущающие воздействия связаны с нестабильностью горения дуги, резкими колебаниями тока от замыкания электродов с шихтой и обрыва дуги. Колебания тока отрицательно влияют на энергетические показатели, поэтому они должны отрабатываться с максимальным быстродействием.

Перемещение электрода осуществляется гидроприводом. Структурная схема одноконтурной системы управления током ДСППТ приведена на рис. 2.13.

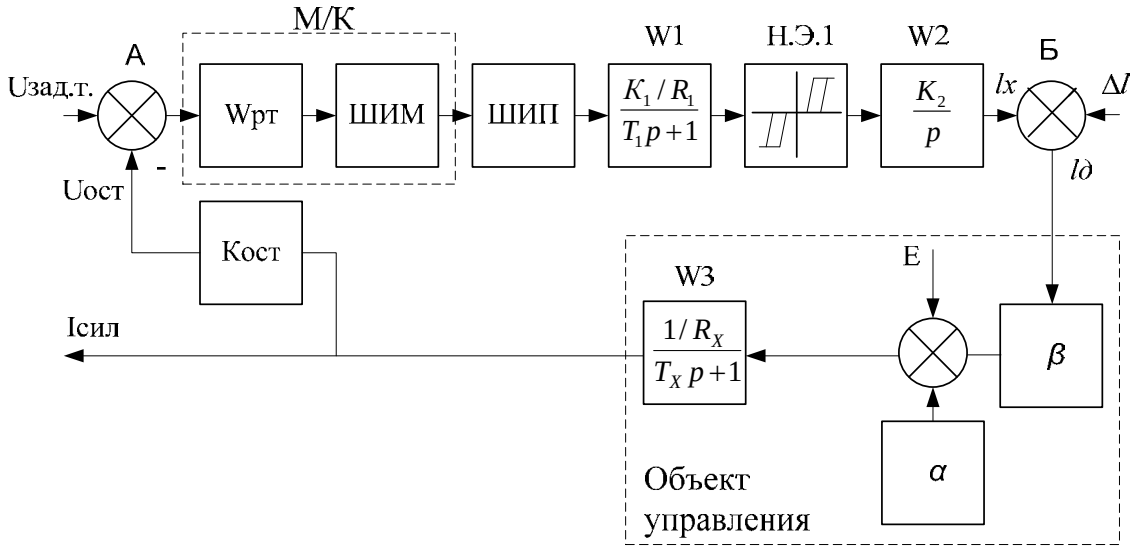


Рис. 2.13. Структурная схема одноконтурной системы управления током ДСППТ

На вход АЦП микроконтроллера поступает разность сигналов задания $U_{\text{ЗАД.Т.}}$ и обратной связи $U_{\text{ОСТ}}$ с датчика обратной связи по току с коэффициентом $K_{\text{ОСТ}}$. Микроконтроллер вычисляет рассогласование. Программным образом реализованы регулятор тока и широтно-импульсный модулятор. Импульсный ШИМ сигнал с микроконтроллера поступает на широтно-импульсный преобразователь, нагрузкой которого является обмотка электромагнита клапанного регулятора $W_1(p)$, который имеет нелинейную характеристику НЭ1. На выходе клапанного регулятора под действием управляющего сигнала изменяется расход жидкости,

поступающей в гидроцилиндр. Он приводит к перемещению штока $W_2(p)$, на котором закреплен подвижный электрод.

Эквивалентная электрическая цепь силового тока приведена на рис. 2.14.

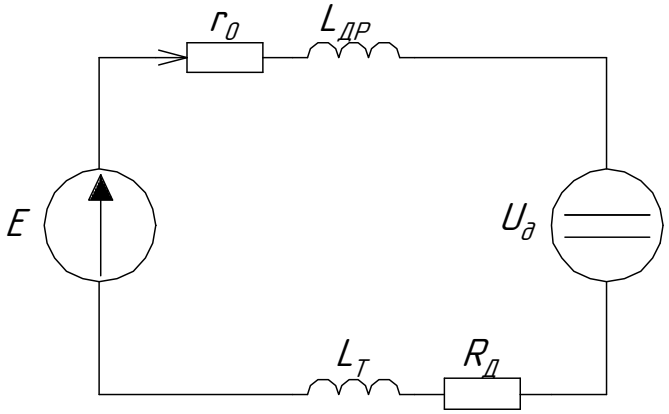


Рис. 2.14. Эквивалентная электрическая цепь силового тока ДСППТ

Здесь Е – выпрямленная ЭДС вторичной обмотки трансформатора;

$L_{\text{Т}}$, $L_{\text{ДР}}$ –индуктивность трансформатора и дросселя;

r_0 – суммарное сопротивление токоподводящих цепей;

$R_{\text{Д}}$ – сопротивление дуги;

$U_{Д}=\alpha+\beta l_{Д}$ – падение напряжения на дуге. (2.17)

По эквивалентной электрической цепи можно составить уравнение

$$U_{Д}=E-I_{\text{СИЛ}}(r_0+R_{\text{Д}}), \qquad (2.18)$$

Сопоставляя уравнения (2.17) и (2.18) получим выражение, связывающее $I_{\text{СИЛ}}$ и $l_{Д}$:

$$I_{\text{СИЛ}}(p)=\frac{E-\alpha-\beta l_{Д}}{r_0+R_{\text{Д}}+L_{\text{Х}}p}.$$

На структурной схеме (рис. 2.13) эта зависимость отражается участком от $l_{\text{х}}$ до $I_{\text{сил}}$. Приведенная схема является нелинейной (ее параметры (α, β, $R_{\text{Д}}$) существенно зависят от режима работы) и содержит случайную составляющую (Δl, $R_{\text{Д}}$). Случайная

составляющая определяется различными факторами, в том числе процессом обвала шихты во время плавки и вариациями в исходном материале шихты (лом, стружка). Обвал шихты вызывает изменение длины дуги, т. е. проявляется в виде воздействия Δl.

Управление электрогидравлическим приводом осуществляется от широтно-импульсного преобразователя (ШИП). Это дает возможность получить высокое быстродействие и качество регулирования. Оценим влияние дискретности работы управляющего микроконтроллера и ШИП на работу электрогидравлического привода. Для этого сравним постоянную времени привода T_M с постоянной времени ШИМ ($T_П$) и в свою очередь $T_П$ с дискретностью работы микроконтроллера (T).

Дискретность работы микроконтроллера (время цикла вычислений) зависит от числа тактов выполнения команды (N) и от частоты микроконтроллера (f). Применительно к используемому в схеме управления микроконтроллеру AT Mega8535 и программе управления (приложение П1) имеем N=134, f=8 МГц, тогда дискретность работы микроконтроллера составит $T = \frac{N}{f} = 16{,}8 \cdot 10^{-6} c$.

Частота коммутации ШИМ составляет 125 Гц, поэтому $T_П = \frac{1}{2\pi f} \approx 0{,}0013$.

Уравнение баланса сил для гидропривода имеет вид $F - F_c = m\frac{dv}{dt}$, где F и F_c - сила, развиваемая гидроприводом и сила сопротивления; m – масса подвижных частей привода перемещения электрода.

В этом случае механическая постоянная времени T_M определяется выражением $T_M = \frac{m}{c}$, где c – жесткость механической характеристики гидропривода.

Для рассматриваемой системы $T_M = 0{,}02c$. Видно, что $T_M >> T_П >> T$. Поэтому микроконтроллер можно представить непрерывным звеном с внесенным запаздыванием e^{-Tp}. В первом приближении запаздывание по времени может быть эквивалентно заменено на апериодическое звено первого порядка:

$$W_{МК}(p) = \frac{1}{\frac{T}{2}p + 1} = \frac{1}{\tau_1 p + 1}.$$

Аналогично можно представить широтно-импульсный преобразователь:

$$W_{ШИМ}(p) = \frac{K_{ШИМ}}{\frac{T_П}{2}p + 1} = \frac{K_{ШИМ}}{0{,}001p + 1} = \frac{K_{ШИМ}}{\tau_2 p + 1}.$$

Проведенный анализ показывает, что микроконтроллер и ШИП в рассматриваемой системе можно представить непрерывными звеньями с малыми постоянными времени. Использование разработанной программы управления гидроприводом позволяет исключить неоднозначность на рабочем участке характеристики, что подтверждается проведенными испытаниями.

На основе этого можно перейти к записи в приращениях и составить структурную схему линеаризованной системы управления (рис. 2.15).

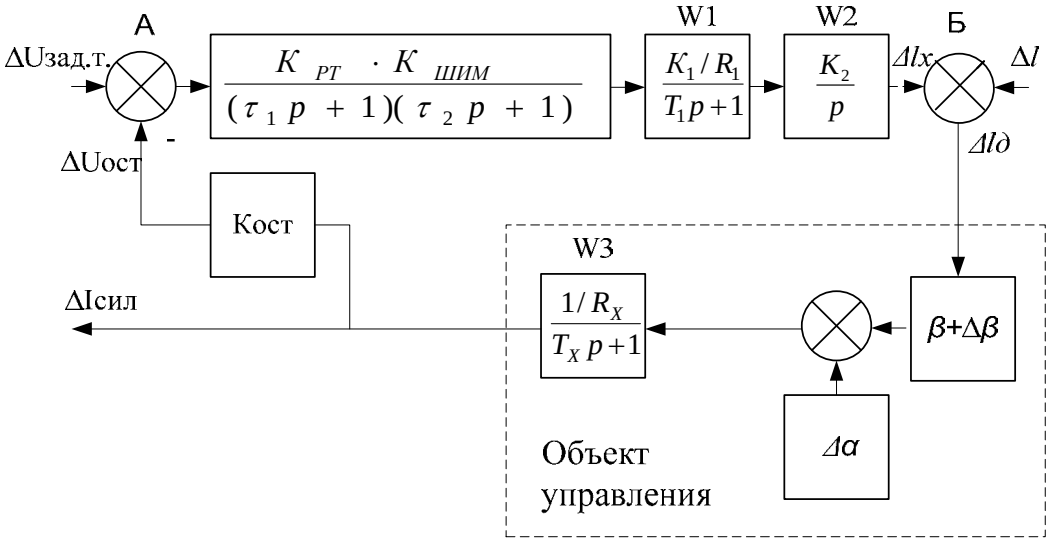


Рис. 2.15. Структурная схема линеаризованной системы управления током ДСППТ

2.8. Анализ линеаризованной модели системы управления

Проведем расчет регулятора линеаризованной системы $W_{\text{РТ}}(p)$. Неизменяемая часть $W_{\text{ОБ}}(p)$ описывается выражением:

$$W_{\text{ОБ}}(p)=\frac{K_1/R}{T_1 p+1}\frac{K_2}{p}\beta_{\text{ТЕК}}\frac{1/R_{\text{ХТЕК}}}{T_{\text{Х}}p+1}K_{\text{ОСТ}}\approx\frac{\beta_{\text{ТЕК}}K_1K_2K_{\text{ОСТ}}/RR_{\text{ХТЕК}}}{p(T_{\text{С}}p+1)}\approx\frac{K_{\text{ОБ}}}{p(T_{\text{С}}p+1)},$$

где $T_{\text{С}}=T_1+T_{\text{Х}}$.

Для подобных систем можно провести настройку контура на технический оптимум. В этом случае передаточная функция регулятора

$$W_{\text{РТ}}(p)=\frac{RR_{\text{ХРАС}}}{2\beta_{\text{РАС}}K_1K_2K_{\text{ОСТ}}T_{\text{С}}}.$$

Переходный процесс будет соответствовать оптимальной настройке только при условиях $\beta_{\text{ТЕК}}=\beta_{\text{РАС}}$, $R_{\text{ХТЕК}}=R_{\text{ХРАС}}$. Расчетные значения $\beta_{\text{РАС}}$, $R_{\text{ХРАС}}$ выбираются такими, чтобы текущие изменения $\beta_{\text{ТЕК}}$, $R_{\text{ХТЕК}}$ не увеличивали колебательность системы регулирования. Однако в процессе работы указанные параметры меняются в несколько раз, поэтому в определенных режимах инерционность контура регулирования при такой настройке существенно возрастает.Это может привести к обрыву дуги и ухудшению энергетических показателей. Поэтому необходимо принимать меры по поддержанию высокого быстродействия во всех режимах работы и подавлению колебаний.

Как отмечалось, одним из возможных путей решения этой задачи является применение упреждающей коррекции [9]. Для реализации узла упреждающей коррекции необходимо установить датчик скорости на штоке гидроцилиндра и сигнал с него подать на звено модели $W_{\text{М}}(p)$ с постоянной времени $T_{\text{М}}$ и коэффициентом $K_{\text{М}}$

$$W_{\text{М}}(p)=\frac{K_{\text{М}}}{T_{\text{М}}p+1}. \qquad (2.19)$$

Структурная схема системы с узлом упреждающей коррекции приведена на рис. 2.16 [86]. Для этой схемы параметры звена модели (2.19) выбираются из известных условий [9]:

$$W_{\text{М}}(p)=\frac{\beta K_{\text{ОСТ}}/R_{\text{Х}}}{T_{\text{Х}}p+1}. \qquad (2.20)$$

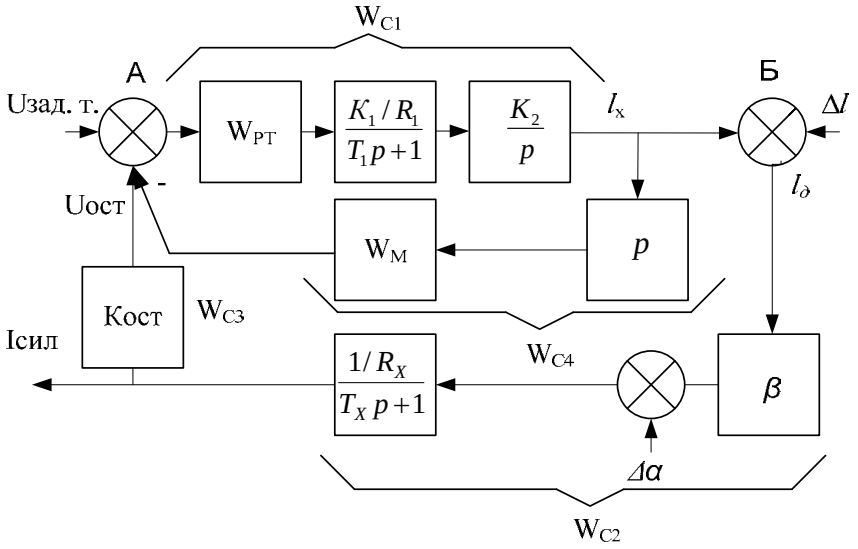


Рис. 2.16. Структурная схема системы управления током ДСППТ с узлом упреждающей коррекции

2.9. Составление модели нелинейной системы

В разделе 2.8 был проведен расчет линеаризованной системы управления силовым током ДСППТ. Однако зависимость $I_Д=f(l_Д)$ является существенно нелинейной [74], поэтому необходимо провести анализ системы с учетом этой нелинейности. Рассмотрим выражение 2.18.

Переходя к записям в приращениях из формулы (2.18) получим выражение

$$\Delta U_{Д} = \Delta E - \Delta I_{Д} r_0 + \Delta I_{Д} L p ,$$

где $\Delta U_{Д} = \beta \Delta l_{Д} + \Delta I_{Д} R_{Д}$.

Рассмотрим режим, когда $E = const$, то есть $\Delta E = 0$. Для этого случая можно составить операторное уравнение

$$-\beta \Delta l_{Д}(p) = (r_0 + R_{Д} + Lp)\Delta I_{Д}(p).$$

В статическом режиме l и I связаны следующим выражением

$$\Delta I_{Д} = \frac{-\beta \Delta l_{Д}}{r_0 + R_{Д}}.$$

Если соблюдается условие

$$I_{MIN} < I_{Д} < I_{КЗ}, \qquad (2.21)$$

то систему можно рассматривать как линейную с изменяющимися параметрами. Если $I_{Д} < I_{MIN}$ или при соблюдении условия (2.21) действуют возмущения, приводящие к нарушению этого неравенства, систему необходимо рассматривать как нелинейную.

Для анализа таких систем используется метод гармонической линеаризации. Применительно к рассматриваемому случаю необходимо осуществить гармоническую линеаризацию нелинейности при несимметричных колебаниях [8]. При этом предполагается, что на вход нелинейного звена поступает сигнал $x = x^0 + a\sin\phi$.

На выходе нелинейного звена будет периодическая функция аргумента ϕ с постоянной составляющей F^0, первые члены разложения которой в ряд Фурье записываются в виде [8]

$$F(x, px) = F^0 + qx^* + \frac{q' px^*}{\omega},$$

где при $x^* = a\sin\phi$ коэффициенты гармонической линеаризации находятся по формулам [8]:

$$\begin{cases} F^0 = \dfrac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} F(x^0 + a\sin\phi, a\omega\cos\phi)d\phi \\ q = \dfrac{1}{\pi a}\int\limits_0^{2\pi} F(x^0 + a\sin\phi, a\omega\cos\phi)\sin\phi d\phi \\ q' = \dfrac{1}{\pi a}\int\limits_0^{2\pi} F(x^0 + a\sin\phi, a\omega\cos\phi)\cos\phi d\phi \end{cases} \qquad (2.22)$$

Для определения F^0, q, q' преобразуем график (рис. 2.17) к расчетному виду (рис. 1.27).

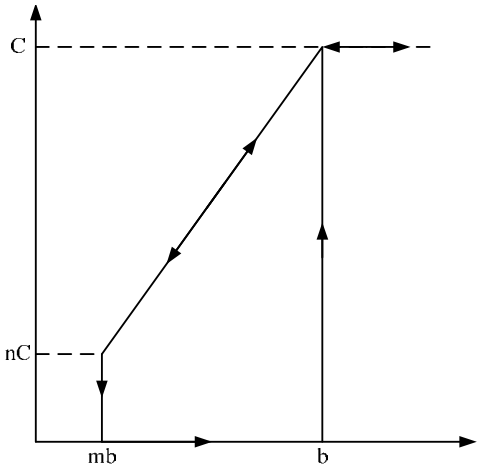


Рис. 2.17. Расчетная характеристика нелинейности:

$C = I_{КЗ}$, $nC = I_{MIN}$, $b = l_{КЗ}$, $mb = l_{КЗ} - l_{КР}$

В соответствии с формулами (2.22) и рис. 2.17 получаем коэффициенты гармонической линеаризации для режима несимметричных колебаний:

$$F_Д^0 = \frac{(1+n)C}{4} - \frac{(1+n)C}{4\pi}\left(acr\sin\frac{b-x^0}{a} + acr\sin\frac{mb-x^0}{a} \right), \qquad (2.23)$$

$$q_Д = \frac{(1+n)C}{2\pi a}\left(\sqrt{1-\frac{(b-x^0)^2}{a^2}} + \sqrt{1-\frac{(mb-x^0)^2}{a^2}} \right), \qquad (2.24)$$

$$q'_Д = \frac{(1+n)Cb}{2\pi a^2}(1-m). \qquad (2.25)$$

Наличие нелинейности $I_Д = f(l_Д)$ приводит к возникновению автоколебаний в системе в определенных режимах работы При анализе системы методом гармонической линеаризации можно определить частоту и амплитуду колебаний, а также функцию смещения. Для такого анализа необходимо преобразовать структуру исследуемой системы к виду [8] (рис. 2.18):

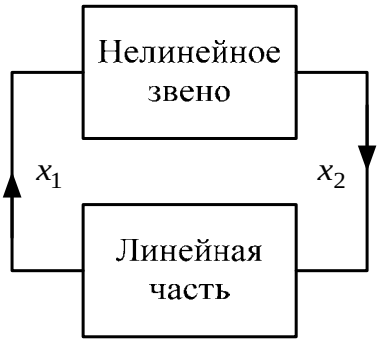


Рис. 2.18. Расчетная структура нелинейной системы

Передаточная функция линейной части записывается в виде:

$$W_{Л}(p) = -\frac{R(p)}{Q(p)}.$$

Операторное уравнение, описывающее динамику нелинейной системы с несимметричными колебаниями принимает вид [8]:

$$Q(p)x + R(p)F(x, px) = S(p)f(t).$$

На основе структурной схемы (рис. 2.16) получим требуемое операторное уравнение для исследуемой системы:

$$\begin{aligned}&(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3p+1)px + K_1K_2K_3F = \\ &= K_1f_1(T_3p+1) + f_2(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3p+1)p\end{aligned} \qquad (2.26)$$

Уравнение (2.26) разбивается на два для постоянных и периодических составляющих

$$K_1K_2K_3F^0 = K_1f_1^0, \qquad (2.27)$$

$$(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3p+1)px^* + K_1K_2K_3(q + jq')x^* = 0. \qquad (2.28)$$

По условиям выполнения гармонической линеаризации [5] поставлены условия $a \geq \left|b - x^0\right|$, $a \geq \left|x^0 - mb\right|$. Кроме того, ранее было обозначено условие $x^0 < mb$, которое вытекает их соотношения $I_{Д} < I_{MIN}$. Исходя из этого, упростим выражения (2.23–2.25)

$$F_{Д}^0 \approx \frac{(1+n)C}{4} - \frac{(1+n)C}{4\pi} arc\sin\frac{b - x^0}{a}, \qquad (2.29)$$

$$q_{Д} \approx \frac{(1+n)C}{2\pi a}\left(\sqrt{1 - \frac{(b - x^0)^2}{a^2}} + 1\right), \qquad (2.30)$$

$$q'_{Д} = -\frac{(1+n)Cb}{2\pi a^2}(1-m). \qquad (2.31)$$

Подставим (2.29) в (2.27) и после преобразования получим:

$$\frac{b - x^0}{a} = \sin\left(\pi - \frac{4\pi U_3}{(1+n)CK_1K_2K_3}\right). \qquad (2.32)$$

В уравнении (2.28) выполним замену $T_1 + T_2 = T_Г$, $p \to j\omega$ и разделим полученное уравнение на вещественную и мнимую составляющие:

$$X = -(T_\Gamma + T_3)\omega^2 + K_1K_2K_3q = 0, \quad (2.33)$$

$$Y = -T_\Gamma T_3\omega^3 + \omega + K_1K_2K_3q' = 0. \quad (2.34)$$

Анализ выражения 2.32 показывает, что автоколебания в системе возможны при условии

$$0 < \frac{4U_3}{(1+n)CK_2K_3} < 1. \quad (2.35)$$

В то же время при нулевом сигнале задания и при условии

$$U_3 > \frac{(1+n)CK_2K_3}{4}. \quad (2.36)$$

автоколебания отсутствуют. Применим частотный метод определения автоколебаний для анализа системы при $U_3 = 0$ [8]. Построим диаграмму Гольдфарба (рис. 2.19) .

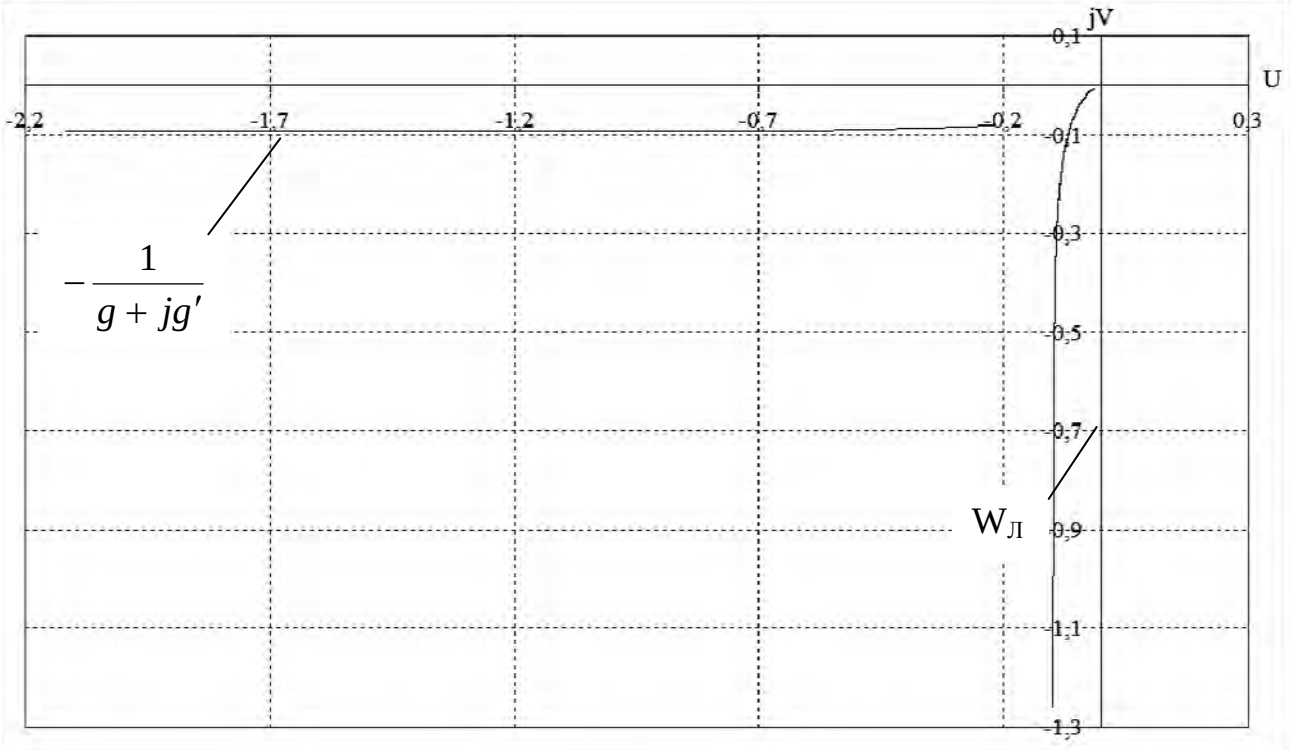


Рис. 2.19. Диаграмма Гольдфарба

Видно, что кривые не пересекаются, т. е. условие $W_Л(j\omega) = -\frac{1}{g(a) - jg'(a)}$ не выполняется – автоколебания при нулевом сигнале задания не возникают.

2.10. Моделирование нелинейной системы

Для анализа динамики исследуемой системы управления была составлена ее модель в программном комплексе МВТУ 3.6, рис. 2.20. В процессе исследования модели изменялось $U_З$. На рис. 2.21, 2.22 приведены переходные процессы для двух условий (2.35 и 2.36). Также в процессе моделирования определялись зависимости $I_Д = f(U_З)$ (рис. 2.23) и $f_{колеб} = f(U_З)$ (рис. 2.24).

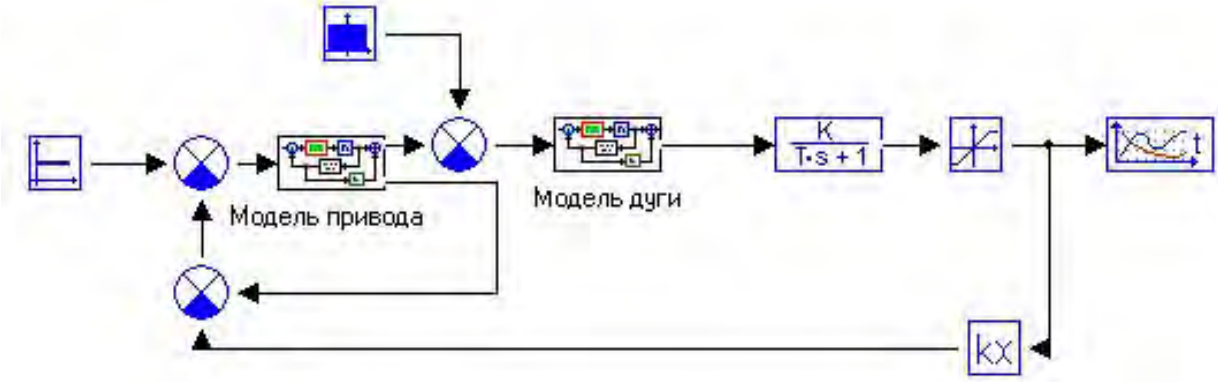


Рис. 2.20. Модель нелинейной системы управления ДСППТ

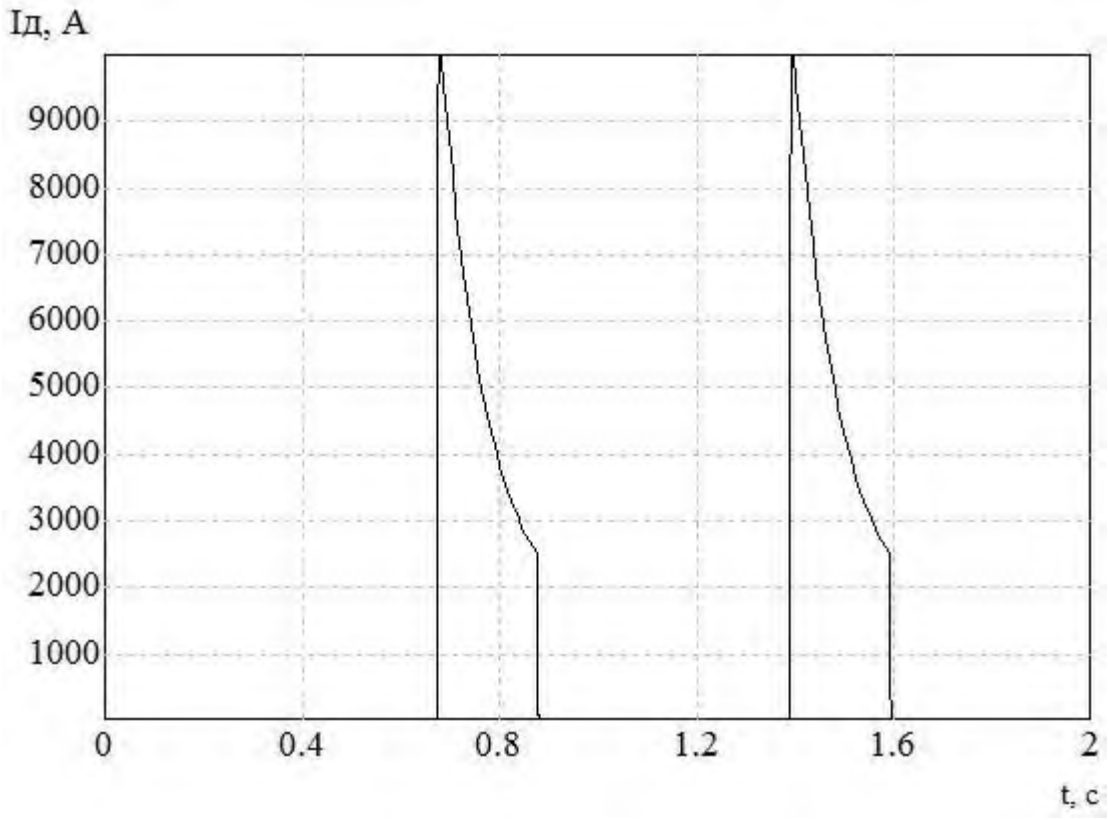


Рис. 2.21. График тока ДСППТ в режиме прерывистого тока ($U_З = 4В$)

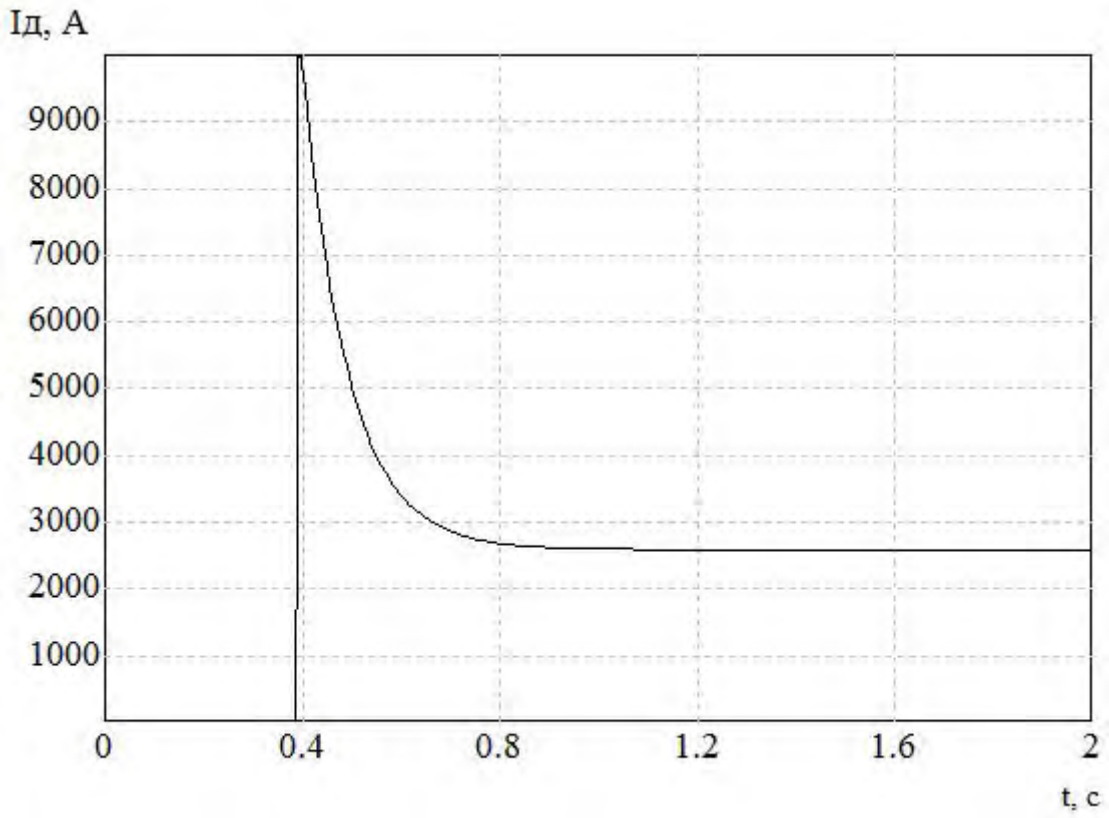


Рис. 2.22. График тока ДСППТ в режим непрерывного тока ($U_з = 7В$)

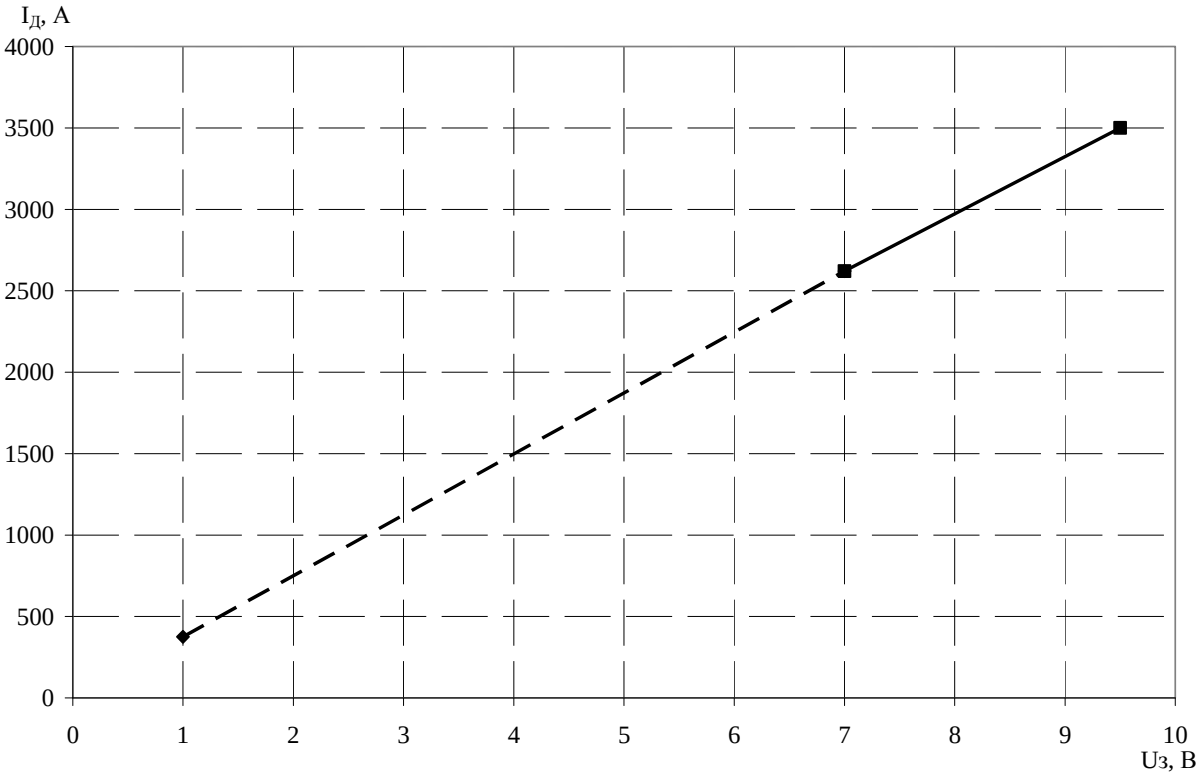


Рис. 2.23. Регулировочная характеристика ДСППТ

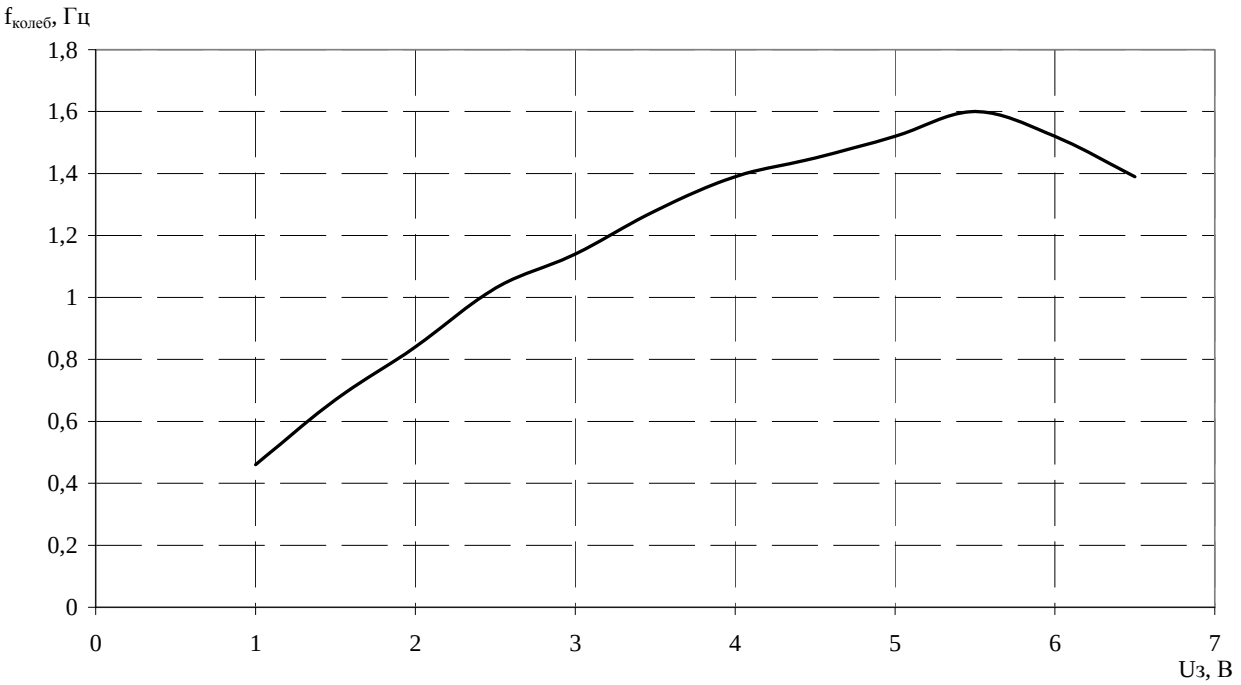


Рис. 2.24. Зависимость частоты колебаний тока дуги ДСППТ от напряжения задания

На рис. 2.21 приведен график тока ДСППТ в прерывистом режиме тока дуги. Каждый импульс тока достигает значения 10 кА – режим короткого замыкания во время зажигания дуги. На рис. 2.22 показан график тока ДСППТ в непрерывном режиме тока дуги, который имеет один импульс зажигания дуги.

Регулировочная характеристика ДСППТ (рис. 2.23) – линейная, как в зоне прерывистых токов (пунктирная линия, $U_З = 1..7В$), так и в зоне непрерывного тока (сплошная линия, $U_З = 7..9В$). Зависимость частоты колебаний тока дуги ДСППТ от напряжения задания, представленная на рис. 2.24, близка к синусоидальной, в соответствии с выражениями 2.28, 2.30.

В процессе исследований проводилось моделирование системы управления ДСППТ с упреждающей коррекцией (рис. 2.25) при воздействии случайного сигнала.

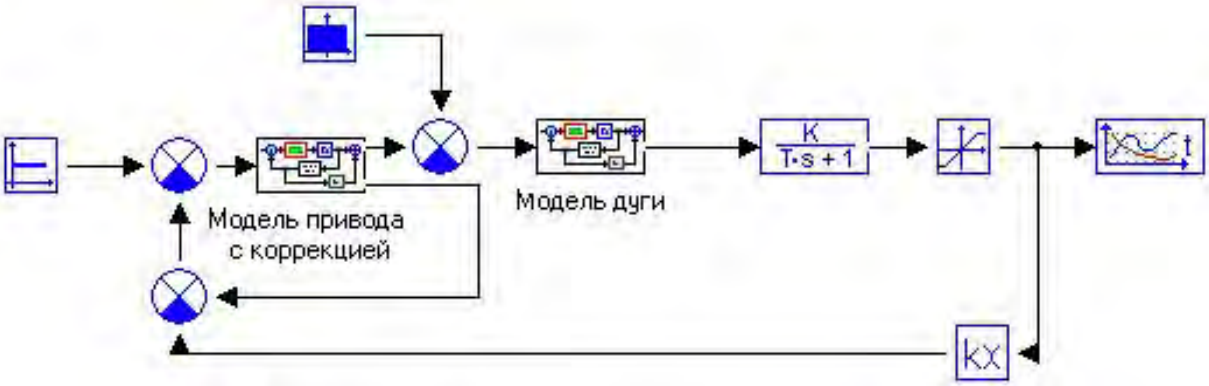


Рис. 2.25. Модель нелинейной системы управления ДСППТ
с упреждающей коррекцией

На рис. 2.26-2.28 представлены результаты моделирования. На рис. 2.26 показан график тока для сигнала задания 8 В в одноконтурной системе при отсутствии помех, на рис. 2.27 – график тока в одноконтурной системе с воздействием случайного сигнала, на рис. 2.28 – график тока в системе с упреждающей коррекцией и при воздействии случайного сигнала.

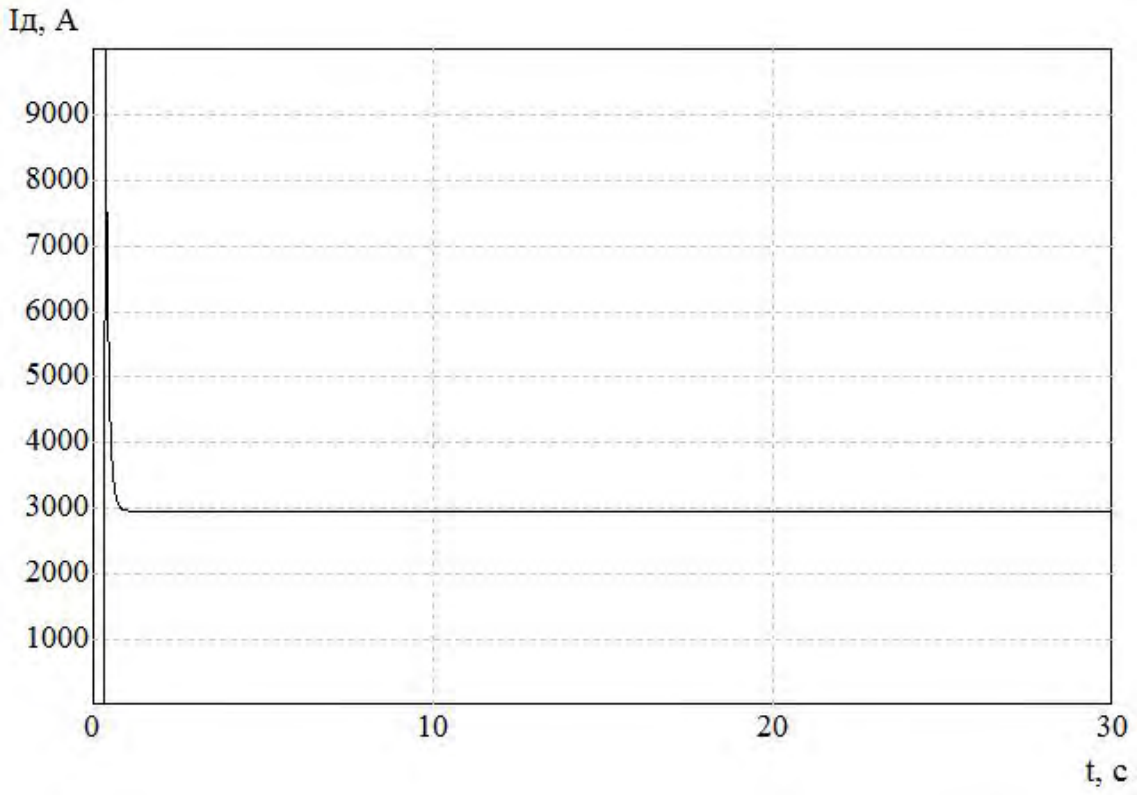


Рис. 2.26. График тока ДСППТ в режиме непрерывного тока, $U_З = 8В$

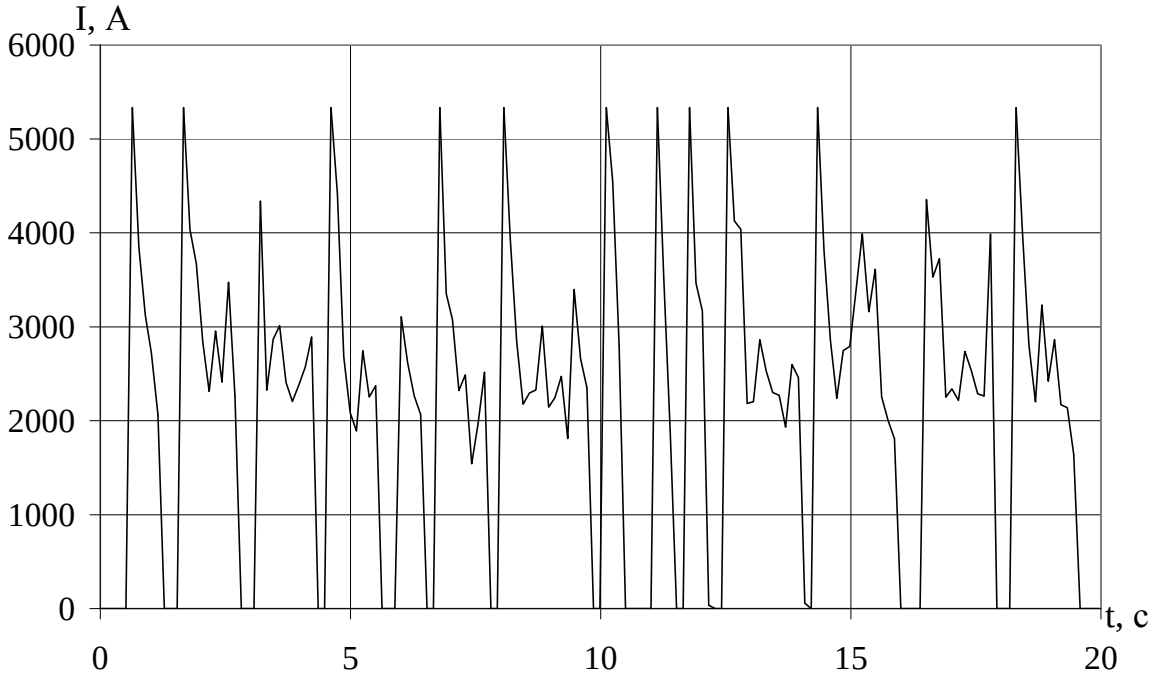


Рис. 2.27. График тока ДСППТ в режиме прерывистого тока при воздействии случайного сигнала, $U_З = 8В$

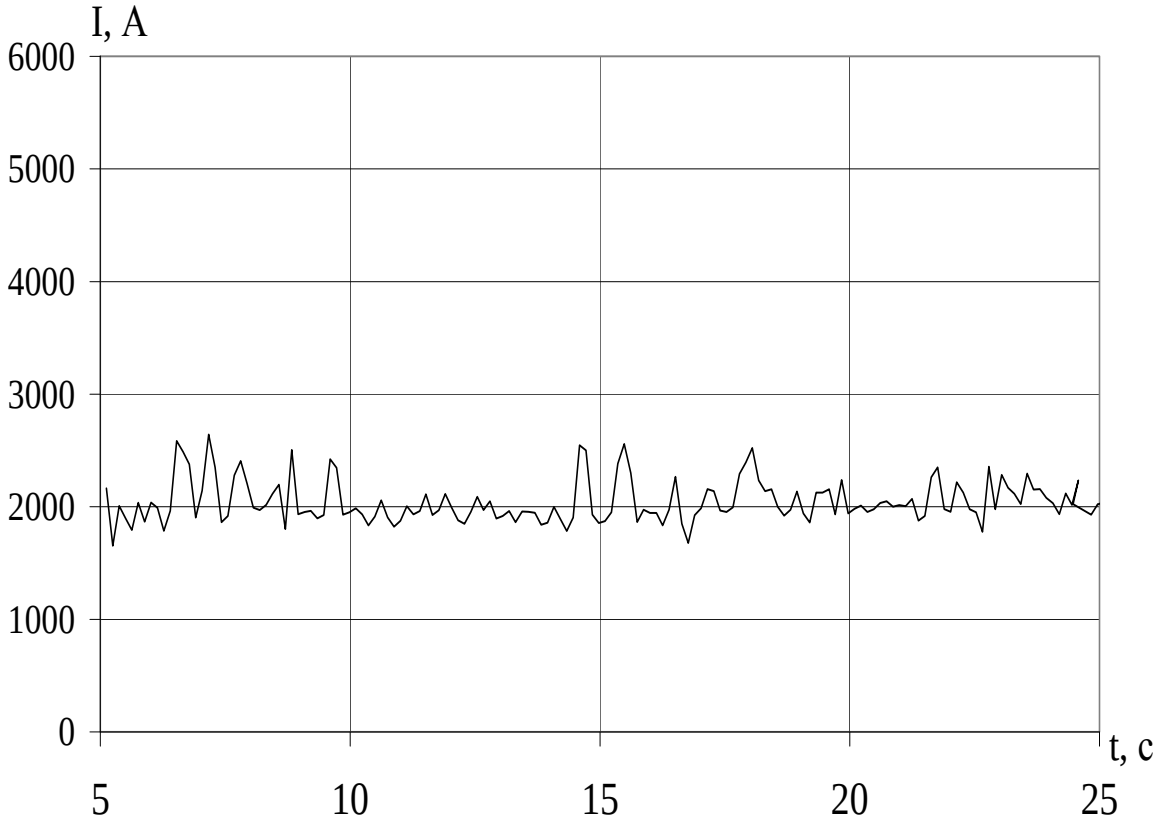


Рис. 2.28. График тока ДСППТ в режиме прерывистого тока при воздействии случайного сигнала и упреждающей коррекции, $U_З = 8В$

Приведенные на рис. 2.27-2.28 графики позволяют сделать следующие выводы:

– при появлении помехи (случайного сигнала) может возникнуть режим прерывистого тока (рис. 2.27);

– применение упреждающей коррекции существенно (до 10 раз) снижает частоту пульсаций тока в таком режиме;

– среднее значение тока при действии помех сохраняется;

Видно, что применение упреждающей коррекции в нелинейной системе также как в линеаризованной системе снижает дисперсию выходного сигнала.

2.11. Анализ чувствительности системы управления током ДСППТ

В процессе плавки изменяются значения α, β, R_X. Поэтому возникает необходимость в оценке чувствительности системы управления током ДСППТ к изменениям указанных параметров и выборе пути повышения «грубости» системы. Отмечается, что данную задачу можно решить, используя либо самонастраивающуюся систему, либо корректировать систему с использованием функций чувствительности. В данной схеме рассматривается второй вариант. При этом для решения поставленной задачи необходимо обеспечить избыточность в структуре системы, которую можно достичь, применяя упреждающую коррекцию (рис. 2.16).

Сравним по чувствительности рассматриваемые структуры: с последовательной коррекцией и упреждающей.

Эксперименты показывают, что в процессе плавки в одноконтурной системе возрастает колебательность регулируемой координаты (тока дуги) (рис. 2.29). Проведем анализ рассматриваемых структур по чувствительности показателя колебательности (М) [38,40].

$$M = \frac{A(\omega_P)}{A(\omega = 0)}, \qquad (2.37)$$

где $A(\omega_P)$ – значение амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы на резонансной частоте.

Для одноконтурной системы с настройкой на технический оптимум передаточная функция имеет вид [40]:

$$W_{ЗАМК}(p) = \frac{\frac{R_{PAC}}{R_X}\frac{\beta}{\beta_{PAC}}\frac{1}{K_{OCT}}}{2T_C(T_1 + T_X)p^2 + 2T_C p + 1} = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}, \qquad (2.38)$$

где $K = \frac{R_{PAC}\beta}{R_X \beta_{PAC} K_{OCT}}$ – коэффициент передачи замкнутой системы;

$T = \sqrt{2T_C(T_1 + T_X)}$ – эквивалентная постоянная времени;

$\xi = \sqrt{\frac{T_C}{2(T_1 + T_X)}}$ – коэффициент демпфирования.

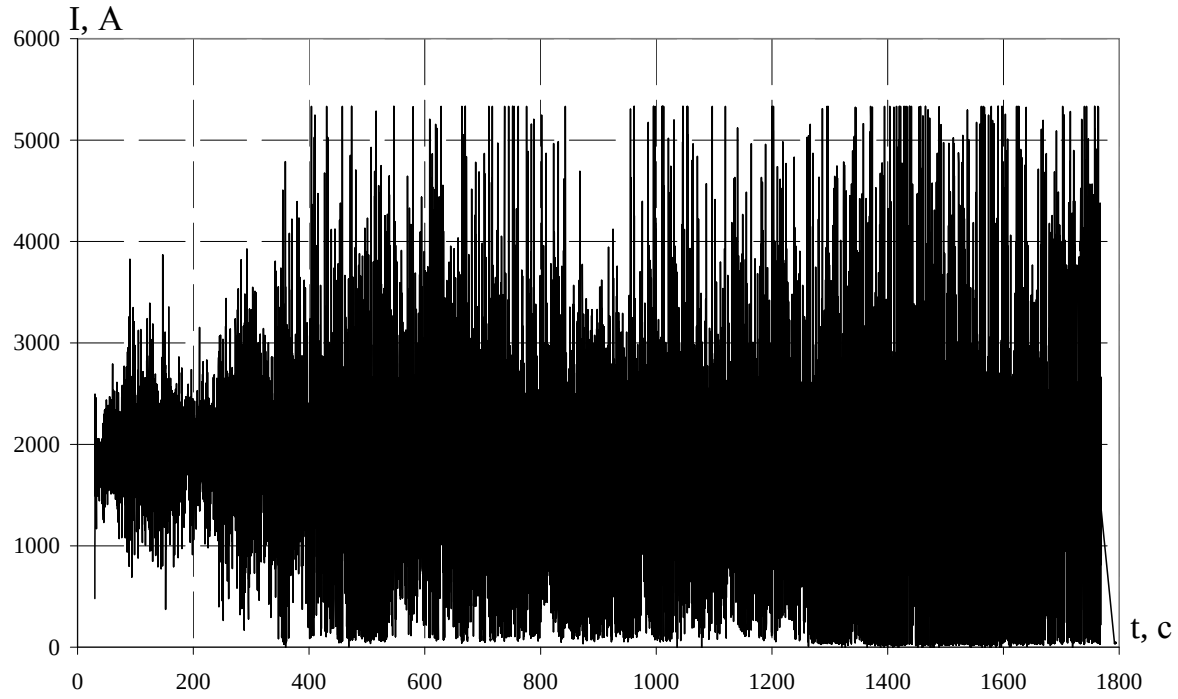


Рис. 2.29. Диаграмма тока дуги ДСППТ

Амплитудная характеристика для рассматриваемой системы известна:

$$A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{(2T\xi\omega)^2 + (1 - T^2\omega^2)^2}}. \qquad (2.39)$$

При $\omega = \omega_P$ эта характеристика принимает экстремальное значение

$$\frac{\partial A(\omega)}{\partial(\omega)} = 0.$$

Нахождение условий экстремума функции $A(\omega)$ дает результат:

$$\omega_P = \sqrt{\frac{1 - 2\xi^2}{T^2}}. \qquad (2.40)$$

Подставим (2.40) в (2.39) и определим значение $A(\omega_P)$

$$A(\omega_P) = \frac{K}{2\xi\sqrt{1 - \xi^2}}.$$

Используя выражение (2.37), можно определить показатель колебательности для рассматриваемой системы

$$M = \frac{R_{PAC}/R_X}{2\xi\sqrt{1 - \xi^2}} = \frac{(a/R_X) + (b/R_X^2)}{\sqrt{c + (d/R_X)}},$$

где $a = TR_{PAC}$, $b = L_X R_{PAC}$, $c = 2T_C T_1 - T_C^2$, $d = 2T_C L_X$.

Оценим влияние изменения R_X на значение показателя колебательности:

$$\frac{\partial M}{\partial R_X} = \frac{2\frac{ac}{R_X^2} + 4\frac{bc}{R_X^3} + \frac{ad}{R_X^3} + 3\frac{bd}{R_X^4}}{2(c + \frac{d}{R_X})^{3/2}} \qquad (2.41)$$

Из выражения (2.41) видно, что снижение R_X в процессе плавки приводит к росту колебательности (рост производной).

Проведем аналогичный анализ для системы с упреждающей коррекцией. Для этой системы передаточная функция имеет вид:

$$W_{ЗАМК}(p) \approx \frac{(T_{XPAC}p + 1)/K_{OCT}}{\frac{(2\beta_{PAC}K_{OCT}T_C + R_{PAC}K_M)p}{R_{PAC}K_{OCT}\beta}(T_X p + 1)R_X + (T_{XPAC}p + 1)} \approx$$

$$\approx \frac{(b_1 p + 1)/K_{OCT}}{a_2 p^2 + a_1 p + 1},$$

где $b_1=T_{XPAC}$, $a_1=\alpha R_X+T_{XPAC}$, $a_2=\alpha L_X$, $\alpha=(2\beta_{PAC}K_{OCT}T_C+R_{PAC}K_M)/R_{PAC}K_{OCT}\beta$.

Амплитудная характеристика для рассматриваемой системы имеет вид:

$$A(\omega)=\frac{K_{OCT}\sqrt{1+(b_1\omega)^2}}{\sqrt{(a_1\omega)^2+(1-a_2\omega^2)^2}}.$$

Нахождение условий экстремума функции $A(\omega)$ дает выражение:

$$\omega_P=\sqrt{\frac{-2a_2^2\pm\sqrt{4a_2^4-4b_1^2a_2^2(a_1^2-2a_2-b_1^2)}}{2b_1^2a_2^2}}. \qquad (2.42)$$

Сравнение по показателю колебательности М двух структур показывает, что в системе с последовательной коррекцией снижение R_X приводит к возрастанию М. Применение упреждающей коррекции позволяет достичь условия М<1, то есть исключить возрастание колебаний в процессе плавки. Для существования ω_P в системе с упреждающей коррекцией должно соблюдаться условие $2(2T_C+T_X)>1$, что невыполнимо ввиду малости этих постоянных времени.

Было проведено моделирование исследуемой системы при воздействии случайного возмущающего сигнала Δl и изменении R_X. На рис. 2.30 показан процесс в системе с последовательной коррекцией при условии $R_X=R_{PAC}$. При снижении R_X до уровня $R_X=0{,}2R_{PAC}$ система становится неустойчивой.

На рис. 2.31 показан процесс в системе с упреждающей коррекцией (1 – $R_X=R_{PAC}$; 2 – $R_X=0{,}2R_{PAC}$). Видно, что изменение R_X практически не влияет на процессы в системе с упреждающей коррекцией.

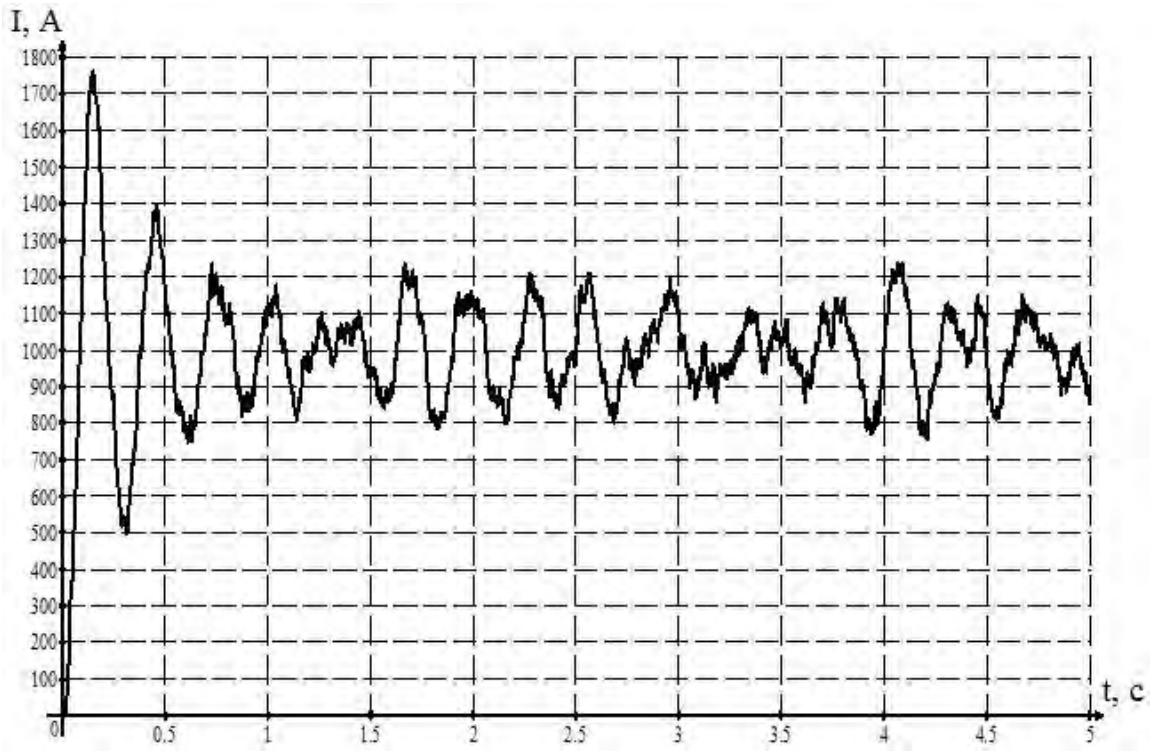


Рис. 2.30. Диаграмма тока дуги в одноконтурной системе

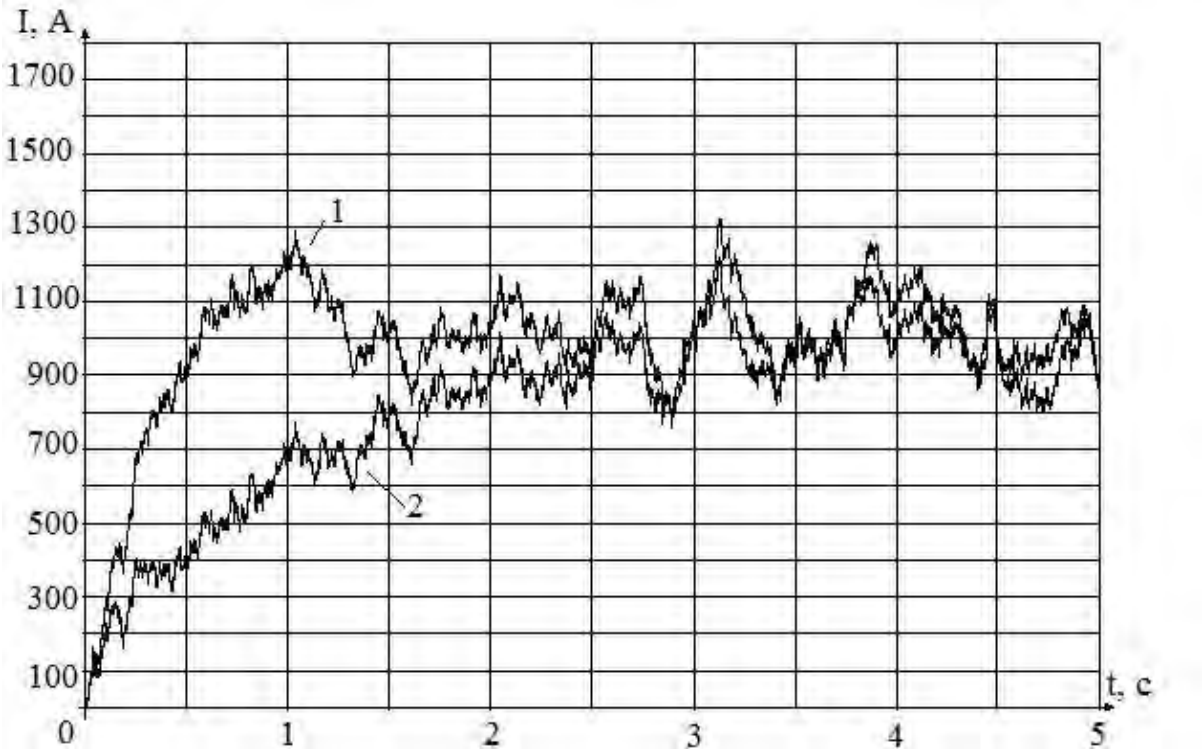


Рис. 2.31. Диаграммы токов дуги в системе с упреждающей коррекцией при различных значениях R_X

Найдем функции чувствительности для двух рассматриваемых структур. Чувствительность системы – это отношение изменения ее

передаточной функции к изменениям передаточной функции объекта или параметра этого объекта. Для получения функции чувствительности используем правило дифференцирования сложной функции:

$$S_{\alpha}^{C} = S_{O}^{C} S_{\alpha}^{O},$$

где S_{α}^{C} – чувствительность системы к параметру α в объекте управления;

S_{O}^{C} – чувствительность системы к объекту управления;

S_{α}^{O} – чувствительность объекта управления к параметру α.

Определим функции чувствительности рассматриваемых систем к изменениям R_X. Отмечается, что при определении функции чувствительности значение изменяемого параметра принимается номинальным. При этом условии функции чувствительности для системы с последовательной коррекцией $S_{R}^{П}$ и упреждающей $S_{R}^{У}$ имеют вид [40]:

$$S_R^{П} = \frac{1}{1 + W_{C1} W_{C2} W_{C3}} \cdot \frac{-1}{T_X p + 1} = S_O^{П} S_R^{O}, \qquad (2.43)$$

$$S_R^{У} = \frac{1 + W_{C1} W_{C4}}{1 + W_{C1} W_{C4} + W_{C1} W_{C2} W_{C3}} \cdot \frac{-1}{T_X p + 1} = S_O^{У} S_R^{O}. \qquad (2.44)$$

Видно, что формулы (2.43, 2.44) отличаются составляющими $S_O^{П}$ и $S_O^{У}$. Сравнение различных систем по функциям чувствительности можно провести по виду переходных процессов этих функций или использовать квадратичную интегральную оценку [43].

Используя известную методику [43], определим квадратичные интегральные оценки функций $S_O^{П}$ и $S_O^{У}$.

$$S_O^{П} \Rightarrow I_{П} = T_C^3; \quad S_O^{У} \Rightarrow I_{У} = \frac{2T_C^4}{2T_C + 1}.$$

В проведенных ранее исследованиях [73] отмечается, что значение T_C весьма мало. Поэтому $I_У = \frac{2T_C^4}{2T_C + 1} \approx 2T_C^4$. Исходя из этого, можно сделать вывод, что $I_П > I_У$.

По выражениям функций чувствительности (2.43, 2.44) было проведено моделирование, результаты которого приведены на рис. 2.32. Полученные путем сравнения двух систем результаты позволяют сделать вывод, что применение упреждающей коррекции позволяет понизить чувствительность системы управления током ДСППТ к параметру R_X, что повышает стабильность режимов работы, уменьшает уровень пульсации силового тока, в результате чего снижаются потери электроэнергии.

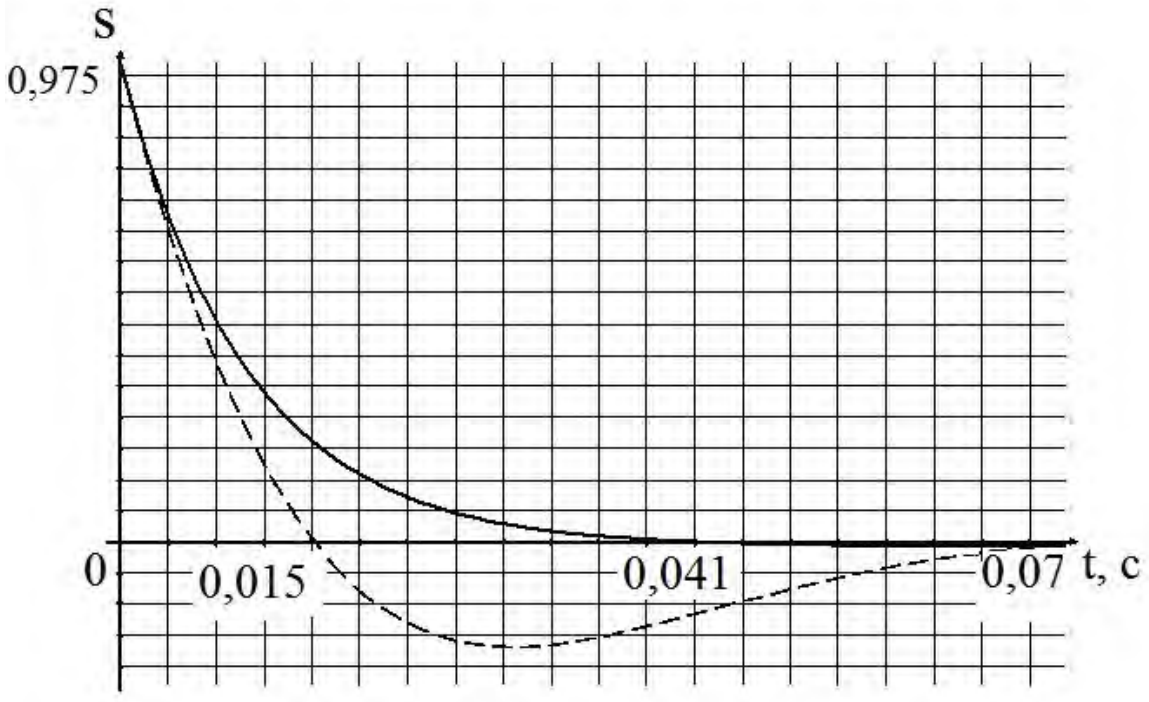


Рис. 2.32. Диаграммы функций чувствительности для двух систем:

—— – график функции чувствительности для системы с упреждающей коррекцией;

- - - - – график функции чувствительности для системы с последовательной коррекцией

2.12. Анализ системы управления током ДСППТ при воздействии помех

Сравним линеаризованные структуры, представленные на рис. 2.13 и рис. 2.16 с точки зрения влияния случайных сигналов на работу при одинаковых условиях. Будем считать, что помеха – центрированный случайный сигнал, типа «белый шум», то есть

$$m = 0;\ S(\omega) = N,$$

где m – математическое ожидание, $S(\omega)$ – спектральная плотность.

Найдем дисперсию $D_{\text{Х}}$ выходной координаты, если на системы (рис. 2.13, рис. 2.16) в точках «А» и «Б» действуют случайные сигналы. Дисперсия выходного сигнала определяется по формуле [30]:

$$D_{\text{Х}} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} |W_{\text{ЗАМК}}(j\omega)|^2\, S(\omega) d\omega, \qquad (2.45)$$

Обозначим $W_{\text{АТО}}(p)$, $W_{\text{БТО}}(p)$, $W_{\text{АУК}}(p)$, $W_{\text{БУК}}(p)$ передаточные функции от точек «А» и «Б» к выходам систем регулирования тока с настройкой на технический оптимум (ТО) и с узлом упреждающей коррекции (УК). Аналогично обозначим дисперсию выходной координаты.

В соответствии с рис. 2.13 и 2.15 передаточные функции имеют вид:

$$\mathrm{W}_{АТО}(\mathrm{p}) = \frac{1/\mathrm{K}_{ОСТ}}{2\mathrm{T}_C \mathrm{p}(\mathrm{T}_X \mathrm{p}+1)(\mathrm{T}_1 \mathrm{p}+1)+1};$$

$$W_{\text{БТО}}(p) = \frac{2\beta T_{\text{С}} p(T_1 p+1)/R_{\text{Х}}}{2T_{\text{С}} p(T_{\text{Х}} p+1)(T_1 p+1)+1};$$

$$W_{\text{АУК}}(p) = \frac{(T_{\text{М}} p+1)/K_{\text{ОСТ}}}{(T_{\text{Х}} p+1)\left[2\beta K_{\text{ОСТ}} T_{\text{С}} p(T_{\text{М}} p+1)(T_1 p+1)+K_{\text{М}} R_{\text{Х}} p\right]+\beta(T_{\text{М}} p+1)K_{\text{ОСТ}}};$$

$$W_{\text{БУК}}(p) = \frac{\beta\left[2\beta K_{\text{ОСТ}} T_{\text{С}} p(T_{\text{М}} p+1)(T_1 p+1)+K_{\text{М}} R_{\text{Х}} p\right]/R_{\text{Х}}}{(T_{\text{Х}} p+1)\left[2\beta K_{\text{ОСТ}} T_{\text{С}} p(T_{\text{М}} p+1)(T_1 p+1)+K_{\text{М}} R_{\text{Х}} p\right]+\beta(T_{\text{М}} p+1)K_{\text{ОСТ}}}.$$

Если входной случайный сигнал представляет собой «белый шум», то выражение (2.45) можно привести к виду

$$D_{\text{Х}} = \frac{N}{\pi} I_{\text{Х}},$$

где $I_{\text{Х}}$ – табличное значение интеграла.

Проанализируем рассматриваемые структуры по минимуму дисперсии, то есть рассмотрим способность этих систем к подавлению помех. Будем рассматривать значения $I_{\text{Х}}$, так как только они определяют величину $D_{\text{Х}}$.

Пренебрегая малыми составляющими получим следующие выражения [30]:

$$I_{\text{АТО}} \approx \left(\frac{1}{K_{\text{ОСТ}}} \right)^2 \frac{1}{4T_{\text{С}}}; \qquad (2.46)$$

$$I_{\text{БТО}} \approx \left(\frac{\beta}{R_{\text{Х}}} \right)^2 \frac{1}{2(T_{\text{Х}} + T_1)}; \qquad (2.47)$$

$$I_{\text{АУК}} \approx \left(\frac{1}{K_{\text{ОСТ}}} \right)^2 \frac{1}{2(2T_{\text{С}} + K + \alpha T_{\text{С}})}; \qquad (2.48)$$

$$I_{\text{БУК}} \approx \left(\frac{\beta}{R_{\text{Х}}} \right)^2 \frac{2T_{\text{С}} + K}{2(T_{\text{Х}} + T_1)(2T_{\text{С}} + K + \alpha T_{\text{С}})}. \qquad (2.49)$$

Найдем отношения дисперсий сигналов:

$$\bar{I}_{\text{А}} = \frac{I_{АУК}}{I_{АТО}} = \frac{2T_C}{2T_{\text{С}} + K + \alpha T_{\text{С}}} = f_1(K, \alpha),$$

$$\bar{I}_{\text{Б}} = \frac{I_{БУК}}{I_{БТО}} = \frac{2T_C + K}{2T_{\text{С}} + K + \alpha T_{\text{С}}} = f_2(K, \alpha).$$

Эти отношения в сравнении позволяют оценить влияние параметров звена модели (K, α) на значения соответствующих дисперсий, которые приведены на графиках (рис. 2.33 – 2.36).

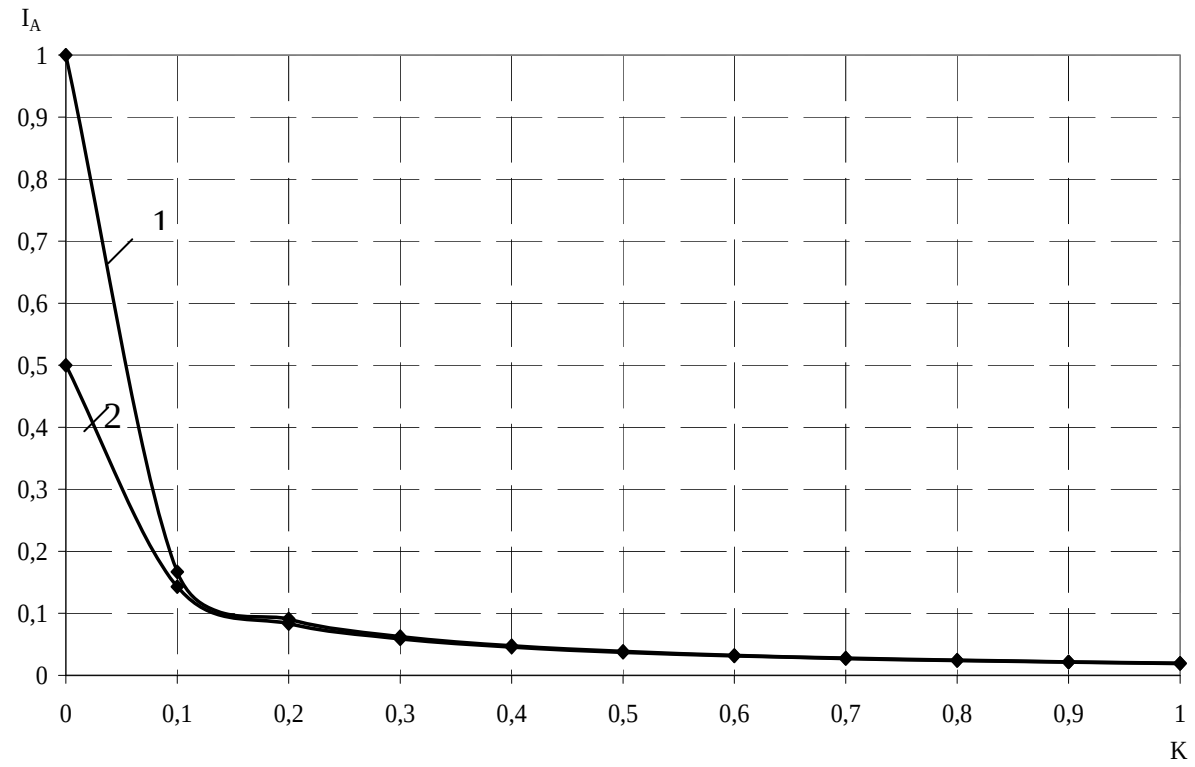


Рис. 2.33. Зависимость $I_A=f(K)$ (1 – α=0; 2 – α=2)

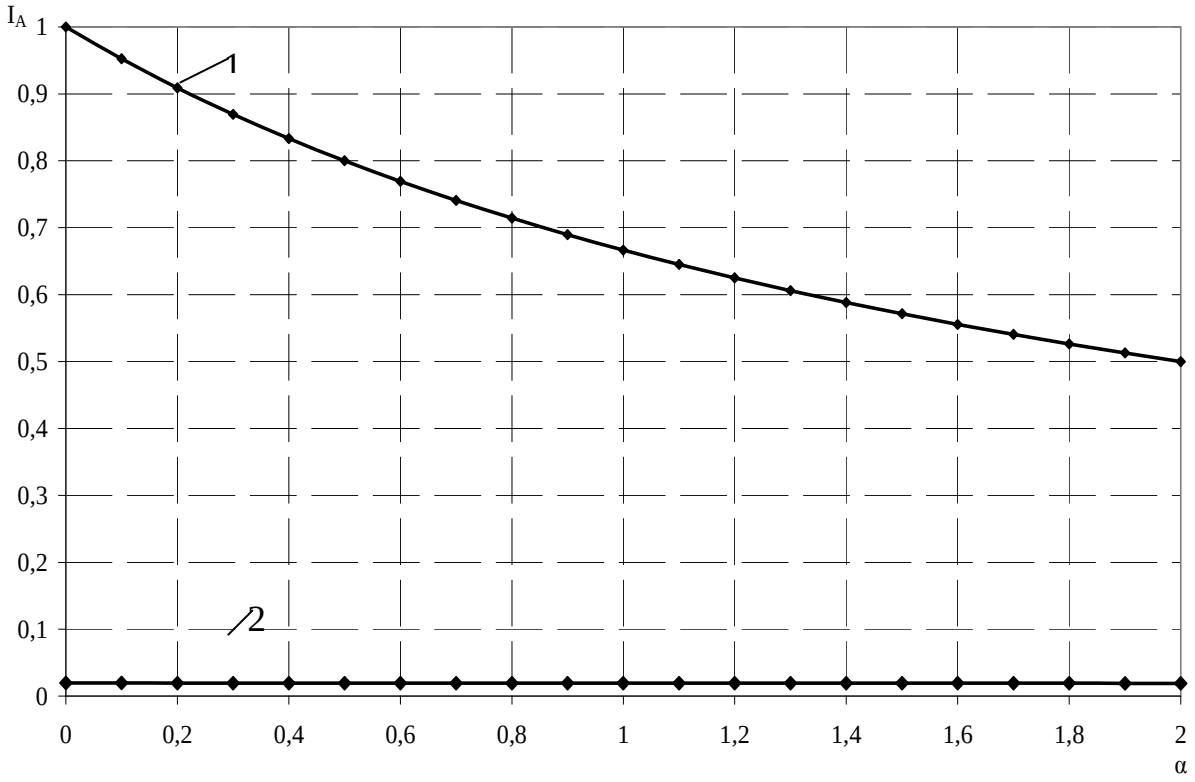


Рис. 2.34. Зависимость $I_A=f(\alpha)$ (1 – K=0; 2 – K=1)

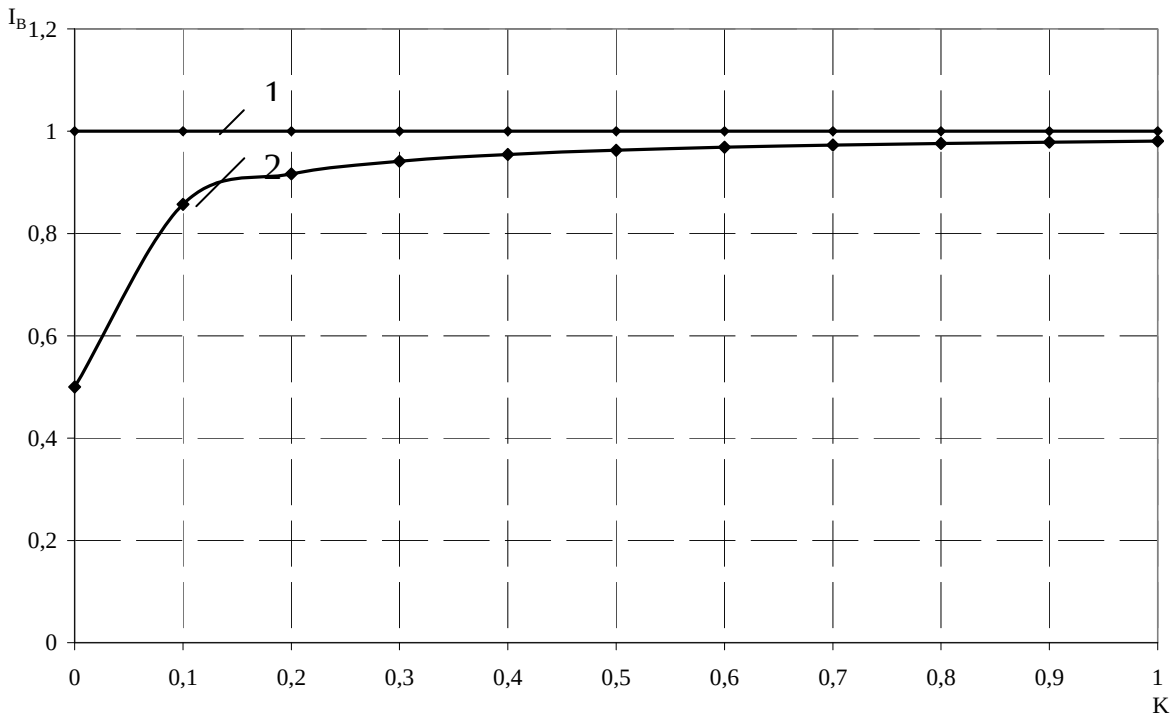


Рис. 2.35. Зависимость $I_B=f(K)$ (1 – α =0; 2 – α =2)

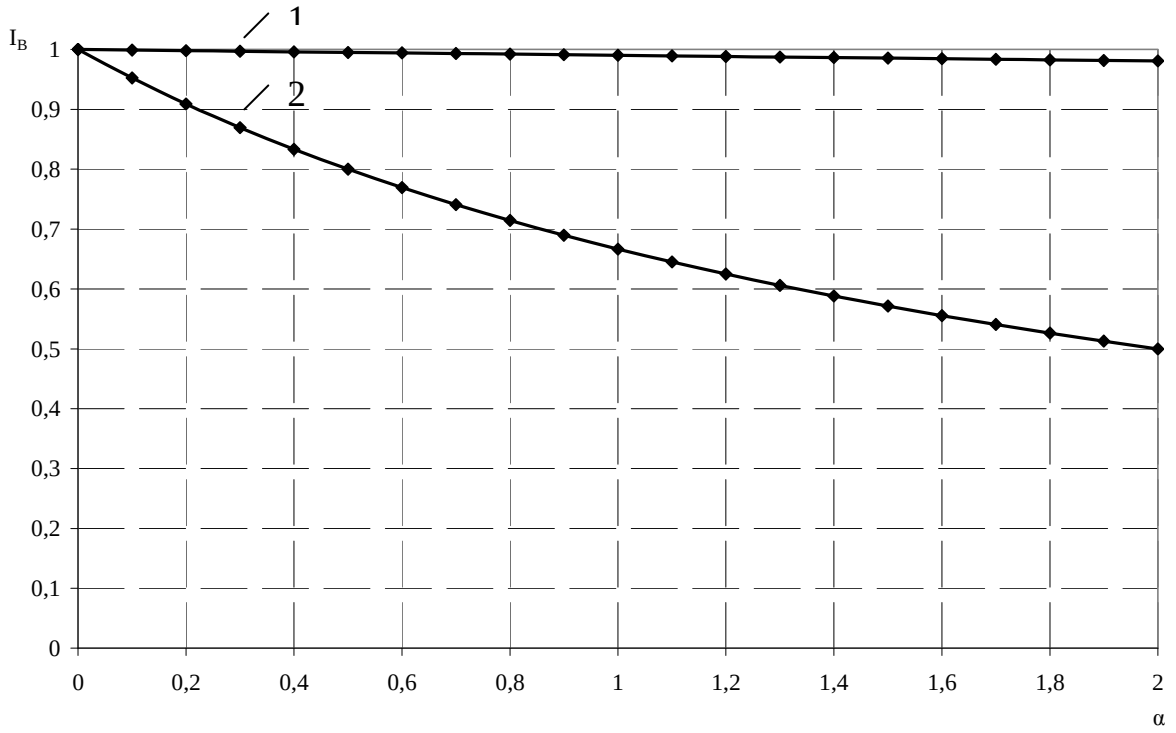


Рис. 2.36. Зависимость $I_B=f(\alpha)$ (1 – K=1; 2 – K=2)

Из уравнений 2.46 – 2.49 и графиков рис. 2.33 – 2.36 можно сделать следующие выводы:

– дисперсии в системе с упреждающей коррекцией (K, $\alpha > 0$) меньше, чем в системе с настройкой на технический оптимум. Таким образом, применение упреждающей коррекции позволяет снизить дисперсию сигналов, а в реальной схеме уменьшить пульсации силового тока ДСППТ;
– увеличение коэффициента $K_{\text{М}}$ (K) снижает дисперсию $\text{I}_{АУК}$ от входного воздействия, а дисперсия $I_{\text{БУК}}$ от возмущающего воздействия практически не изменяется;
– увеличение постоянной времени $\text{T}_{М}(\alpha)$ снижает дисперсии $\text{I}_{АУК}$, $\text{I}_{БУК}$ в схеме с упреждающей коррекцией.

2.13. Влияние пульсаций тока и пути их снижения

В процессе плавки изменяется (снижается) сопротивление шихты – металла и другие параметры силовой цепи, в результате чего возрастает колебательность силового тока. Это может привести к срабатыванию защиты, увеличению времени плавки и снижению энергоэффективности установки. Колебания тока необходимо снижать до допустимых пределов. Проведенный анализ показывает [29, 102], что изменение сопротивления и других параметров силовой цепи в контуре тока аналогично увеличению коэффициента с одновременным увеличением постоянной времени.

Результаты моделирования одноконтурной системы управления током ДСППТ при изменении контурного коэффициента и воздействии случайного сигнала приведено на рис. 2.37–2.39. На рис. 2.37 представлен график тока при номинальном значении контурного коэффициента, на рис. 2.38 – при уменьшенном вдвое коэффициенте, на рис. 2.39 – при вдвое увеличенном коэффициенте. Видно, что уменьшение контурного коэффициента ниже номинального значения практически не влияет на форму тока

ДСППТ, а увеличение приводит к резкому возрастанию колебательности силового тока.

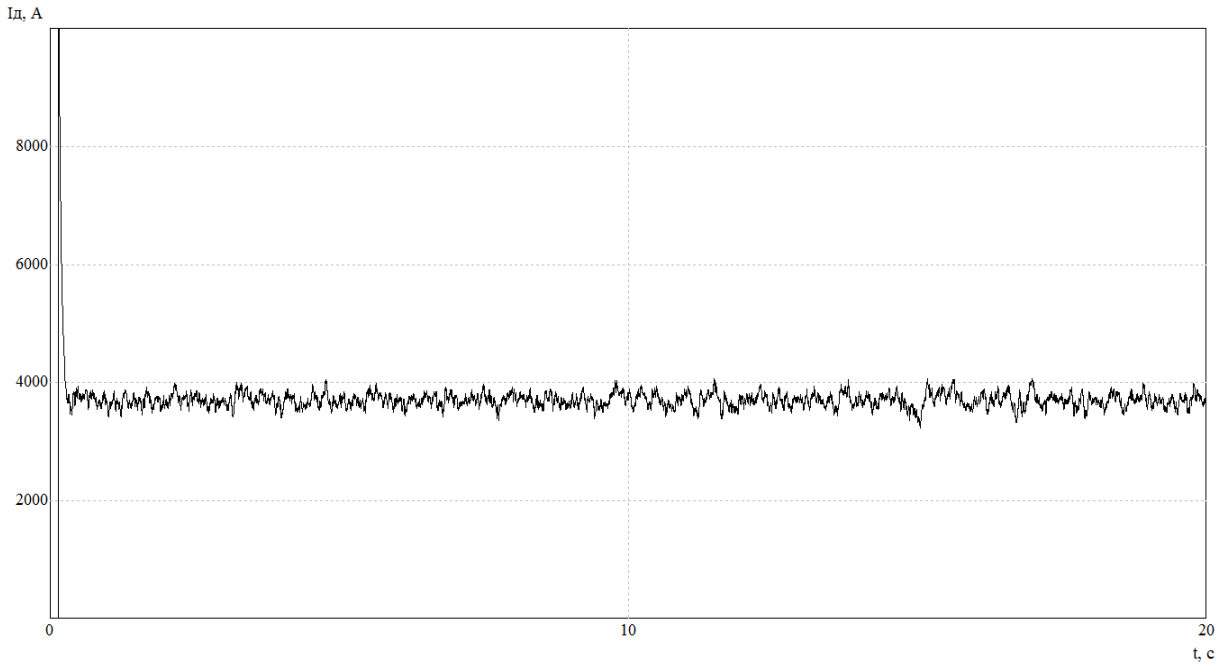


Рис. 2.37. Диаграмма тока ДСППТ в одноконтурной системе К=$К_Н$

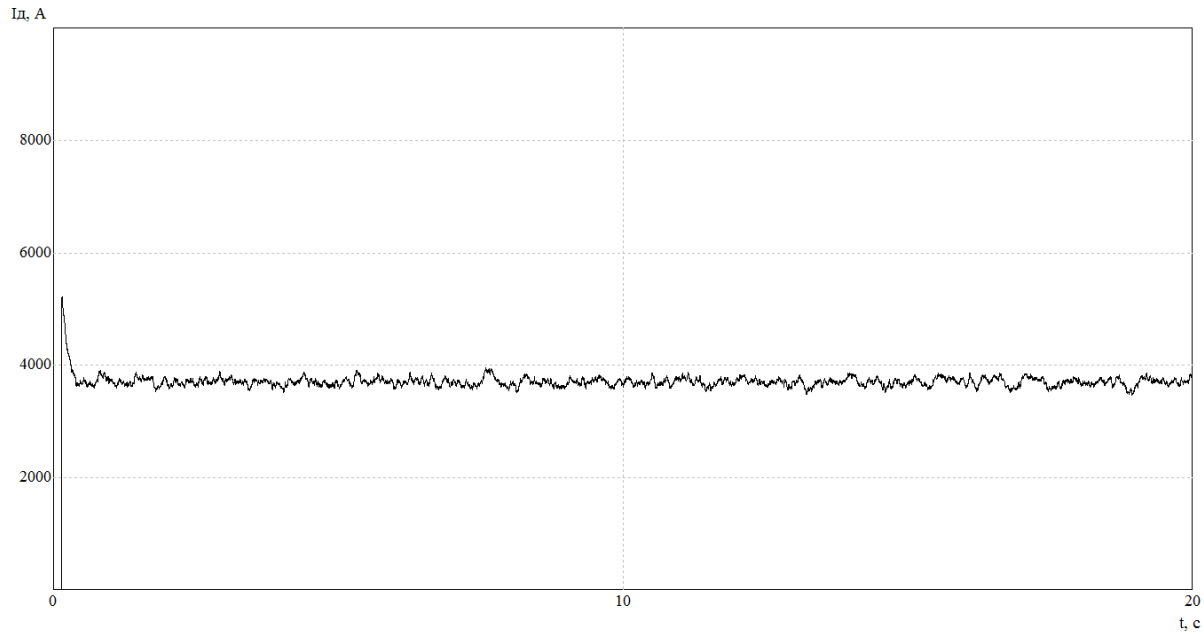


Рис. 2.38. Диаграмма тока ДСППТ в одноконтурной системе К=0,5$К_Н$

Снизить колебания тока можно несколькими путями:

– снижением напряжения дуги за счет переключения обмоток силового трансформатора или применения регулятора напряжения;

– снижением контурного коэффициента;

– применением схем, малочувствительных к изменениям параметров.

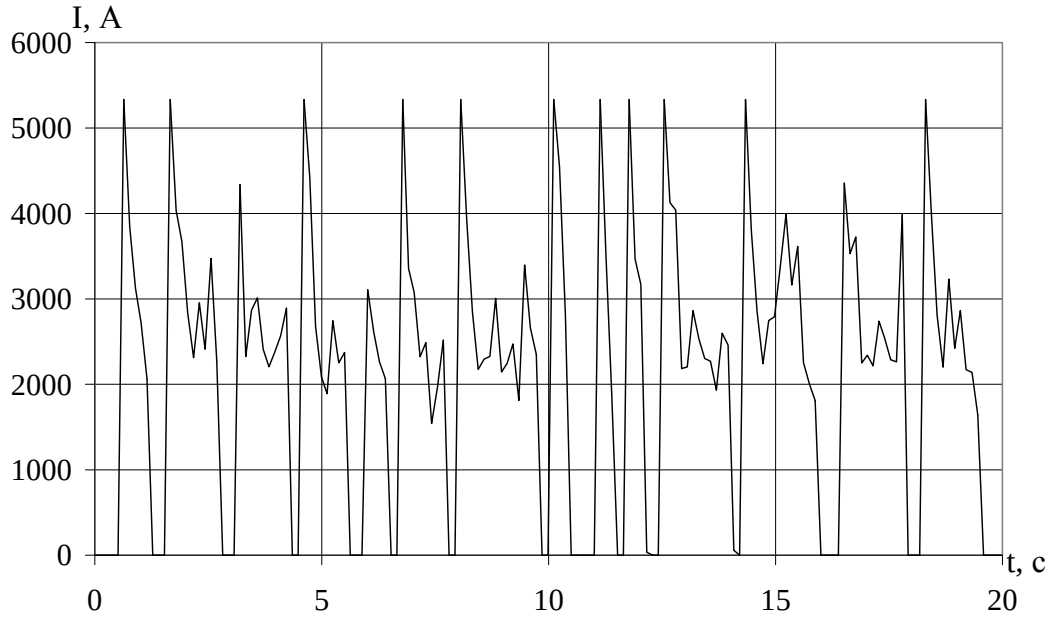


Рис. 2.39. Диаграмма тока ДСППТ в одноконтурной системе $К=2К_Н$

На рис. 2.40-2.42 представлены графики тока ДСППТ в системе с упреждающей коррекцией:

– при номинальном значении контурного коэффициента (рис. 2.40);

– при уменьшенном вдвое коэффициенте (рис. 2.41);

– при вдвое увеличенном коэффициенте (рис. 2.42).

Видно, что так же, как и в одноконтурной системе, уменьшение контурного коэффициента ниже номинального значения практически не влияет на форму тока ДСППТ, а увеличение приводит к возрастанию колебательности силового тока. Однако частота пульсаций силового тока в системе с упреждающей коррекцией на порядок ниже, чем в одноконтурной системе.

Система управления содержит два связанных контура регулирования:

– контур стабилизации силового тока;

– контур подавления колебаний силового тока.

Кроме того, общий алгоритм управления содержит блок безударного зажигания дуги и блок выхода на рабочий режим.

Для снижения колебаний силового тока предлагается изменять контурный коэффициент усиления [28, 85].

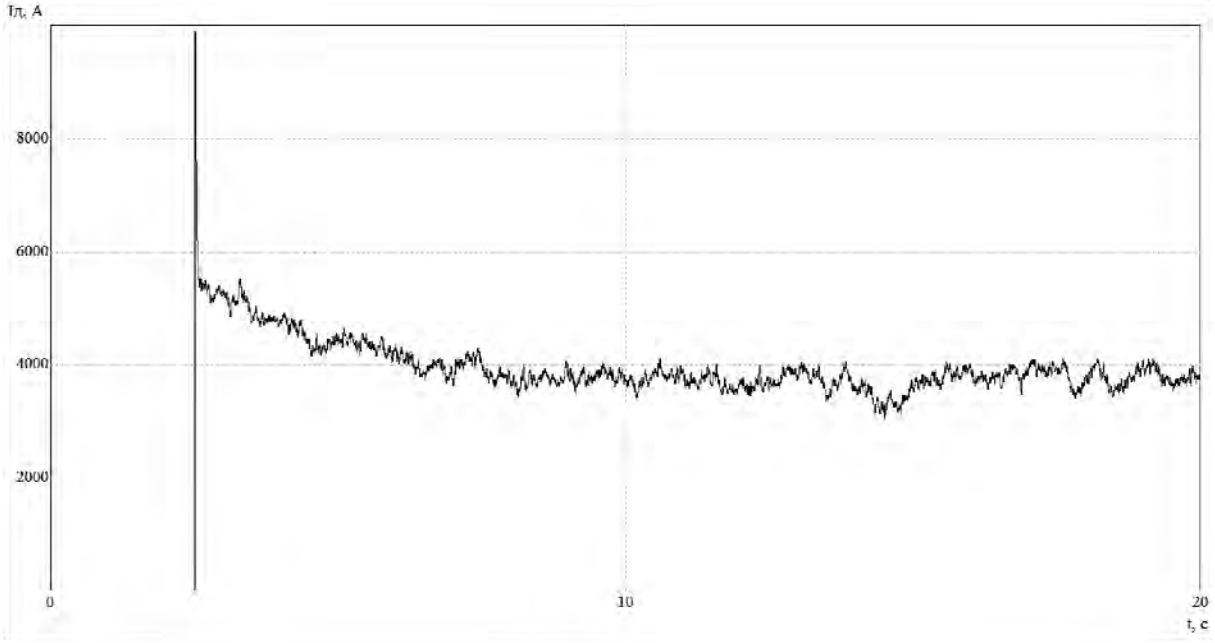


Рис. 2.40. Диаграмма тока ДСППТ в системе с упреждающей коррекцией К=$К_Н$

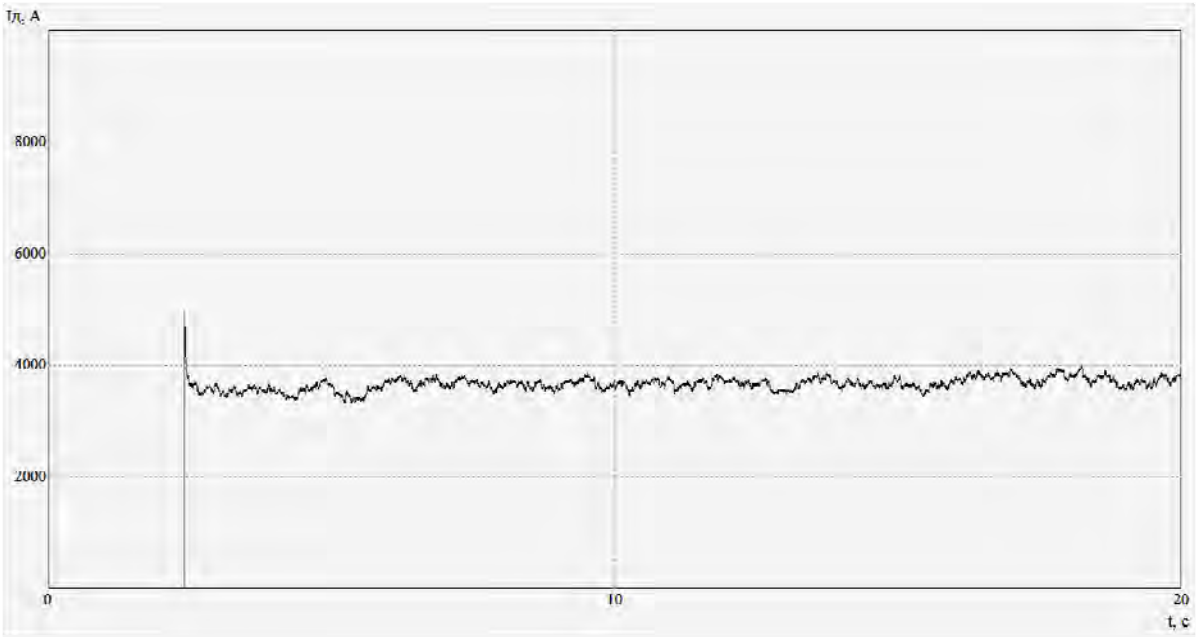


Рис. 2.41. Диаграмма тока ДСППТ в системе с упреждающей коррекцией К=0,5$К_Н$

Упрощенный алгоритм работы такой системы описывается уравнениями

$$\begin{cases} K=K_0 \text{ при } \Delta I_0>\Delta I \\ K=(K_0-\Delta K n_{MAX})=K_1 \text{ при } \Delta I\geq\Delta I_0 \\ K=(K_1+\Delta K m_{MAX})\rightarrow K_0 \text{ при } \Delta I_0>\Delta I \text{ и } K<K_0, \end{cases}$$

где ΔI_0 и ΔI – допустимое и фактическое значения амплитуды колебаний тока; K_0 и K – заданное и фактическое значения коэффициентов усиления; ΔK – шаг изменения коэффициента усиления; n_{MAX} и m_{MAX} – максимальные значения шагов снижения и увеличения коэффициента усиления.

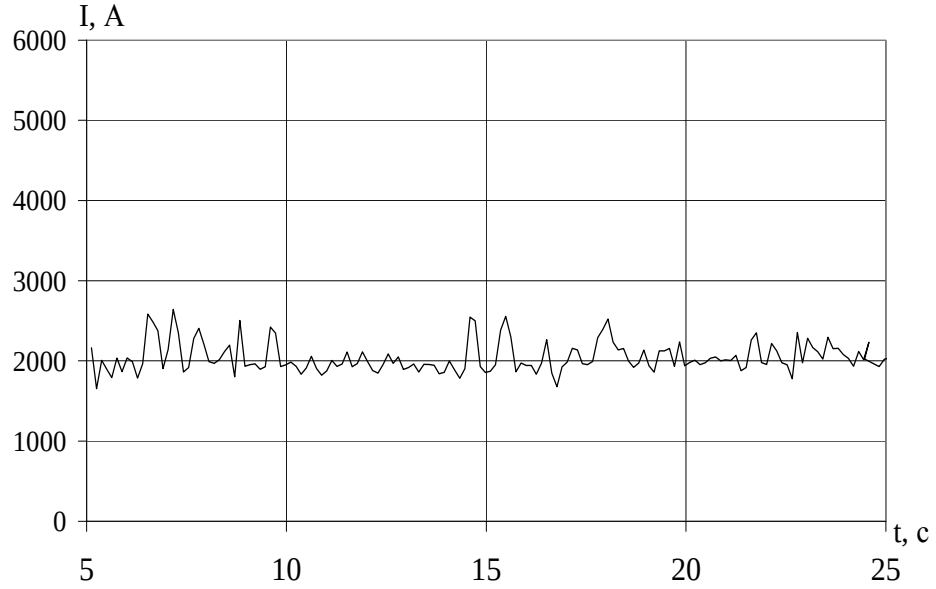


Рис. 2.42. Диаграмма тока ДСППТ в системе с упреждающей коррекцией К=2$К_Н$

Функциональная схема системы подавления колебаний приведена на рис. 2.43 [85].

Работа схемы происходит следующим образом. Осуществляется безударное зажигание дуги и выход на рабочий режим. Силовой ток измеряется с помощью датчика Холла, сигнал с которого поступает в контур управления током и на дифференцирующее звено – датчик колебаний. Полученный сигнал фильтруется и сравнивается с уровнем допустимого значения амплитуды колебаний тока (ΔI_0). Если этот сигнал превышает ΔI_0, то срабатывает компаратор, который запускает формирователь импульсов, сигнал с которого

через накапливающий счетчик пошагово снижает значение коэффициента K_0 до момента, когда $\Delta I_0 > \Delta I$, либо до достижения числа шагов n_{MAX}.

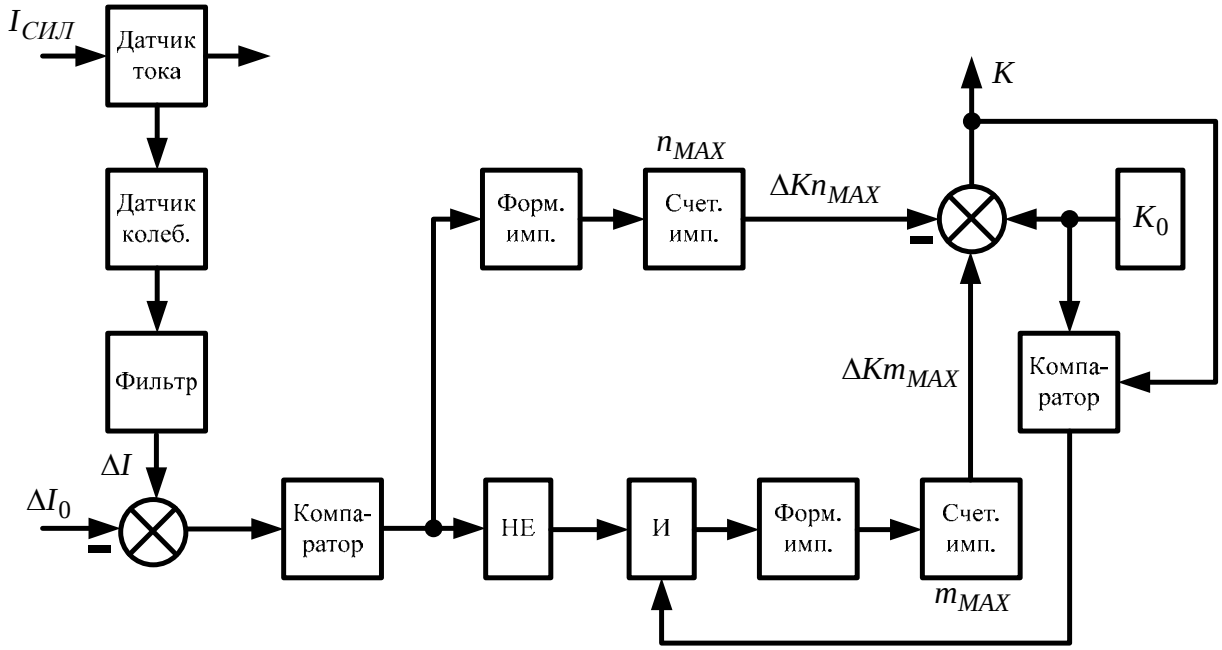


Рис. 2.43. Функциональная схема системы подавления колебаний

Если в результате этих действий уровень колебаний снизится до выполнения условия $\Delta I_0 > \Delta I$, то компаратор изменит свое состояние и разрешающий сигнал поступит на элемент «И», на его второй вход поступает разрешающий сигнал по условию $K < K_0$. Элемент «И» срабатывает и запускает цепь «формирователь импульсов – счетчик», которая начинает увеличивать значение K.

На рис. 2.44 приведены алгоритм и диаграмма, иллюстрирующие работу рассмотренной схемы.

При расплаве различных металлов графики силового тока существенно меняются. Схема подавления колебаний позволяет сгладить процесс, не перенастраивая систему управления током.

Отмечается [102], что частота колебаний тока f_1 незначительно зависит от режима работы. Постоянную времени сглаживающего фильтра цепи подавления колебаний выбираем из условия $T_Ф \approx \frac{3}{f_1}$,

где f_1 – частота регулярных колебаний тока.

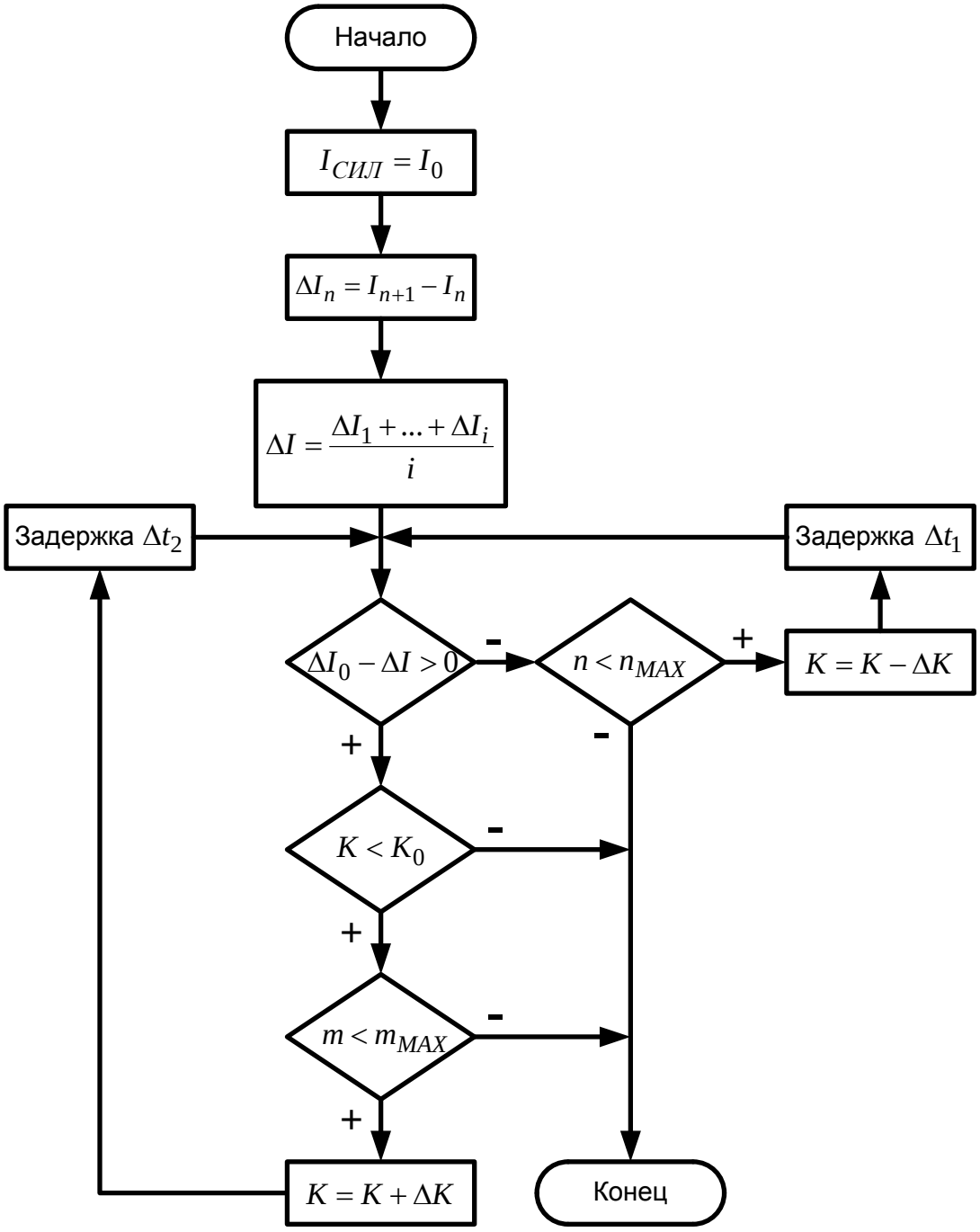


Рис. 2.44. Алгоритм подавления колебаний

Интервал времени Δt_1 должен выбираться таким, чтобы завершились переходные процессы в контуре тока. Если настройка системы выполнена на технический оптимум, то $\Delta t_1 \approx 8{,}4T_C$, где T_C – постоянная времени настройки контура тока. Интервал времени Δt_2 выбирается из условия завершения переходного процесса по возмущению $\Delta t_2 \approx 13T_C$.

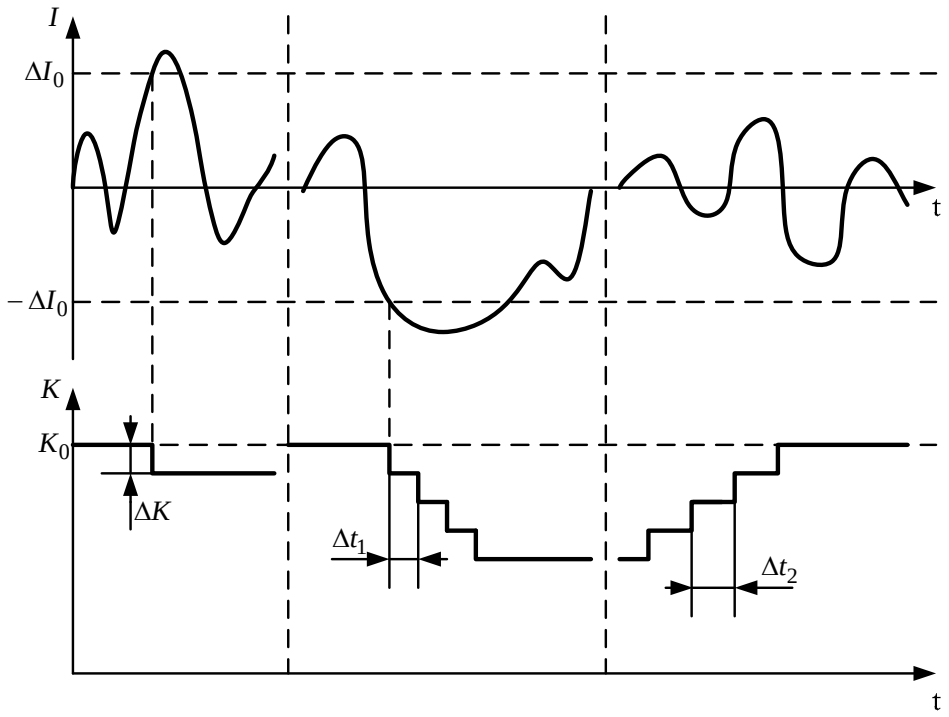


Рис. 2.45. Диаграмма работы схемы подавления колебаний

Применение узла подавления колебаний позволяет частично компенсировать изменения параметров контура регулирования, которые происходят во время плавки.

Отмечается [102], что при работе печи в силовом токе появляются относительно регулярные колебания с частотой f_1=2–10 Гц, что неблагоприятно влияет на энергетические показатели печи и увеличивает расход электроэнергии. Вся мощность установки (P_Σ) складывается из мощностей дуги ($P_{ДУГ}$), падения мощности на дросселе ($\Delta P_{ДР}$) и на токопроводах ($\Delta P_{ТП}$).

$$P_\Sigma = P_{ДУГ} + \Delta P_{ДР} + \Delta P_{ТП} . \qquad (2.50)$$

При появлении колебаний в силовом токе на сглаживающем дросселе появляются потери [5], зависящие от конструкции дросселя, действующего значения переменной составляющей тока и частоты колебаний

$$P_{ДР} \approx (K_1 f + K_2 f^2) I_{\sim}^2, \qquad (2.51)$$

где K_1 и K_2 – коэффициенты, определяемые материалом и конструкцией дросселя; $I_{\sim}$ – действующее значение колебаний силового тока.

Появление колебаний приводит к перераспределению мощности. Увеличение мощности на дросселе зависит от частоты и амплитуды колебаний тока.

Пульсации тока приводят к увеличению потери мощности на дросселе и снижению мощности на печи. Из выражений (2.50, 2.51) видно, что энергоэффективность установки будет снижаться с увеличением частоты и амплитуды пульсаций силового тока.

Исследования на объекте (ДСППТ-0,1) и моделирование процессов показывают правильность принятых технических решений для снижения пульсаций тока. Использование схемы подавления колебаний и применение сглаживающего дросселя позволяют в большинстве случаев достичь требуемых результатов и повысить энергоэффективность ДСППТ.

В процессе исследований на дуговой плавильной установке ДСППТ-0,1 проводилось протоколирование тока дуги для исследуемых схем.

На рис. 2.29 приведена диаграмма тока дуги для одноконтурной системы и на рис. 2.46 – для системы с упреждающей коррекцией. По приведенным диаграммам были построены графики распределения токов для рассматриваемых систем (рис. 2.47). Анализ графиков показывает эффективность применения узла упреждающей коррекции.

Применение упреждающей коррекции позволяет на 40% сократить количество обрывов дуги, повысить точность регулирования, на 40% снизить составляющую «больших» токов (I>2400А). Использование датчика скорости, нового микроконтроллерного блока управления ЭГП и применение

упреждающей коррекции позволили снизить колебательность в контуре регулирования тока и улучшить сам режим плавки (сократились число обрывов дуги и разброс значений тока).

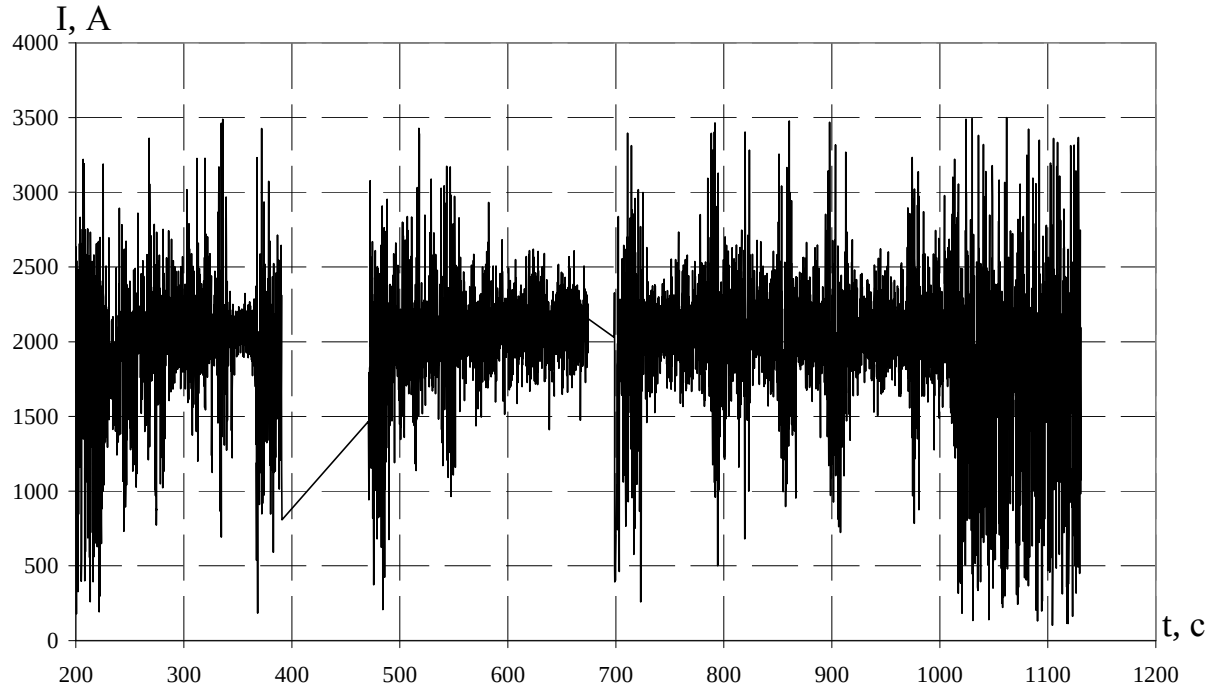


Рис. 2.46. Диаграмма тока дуги для системы с упреждающей коррекцией

По этим данным были построены графики распределения тока в процессе плавки (рис. 2.47).

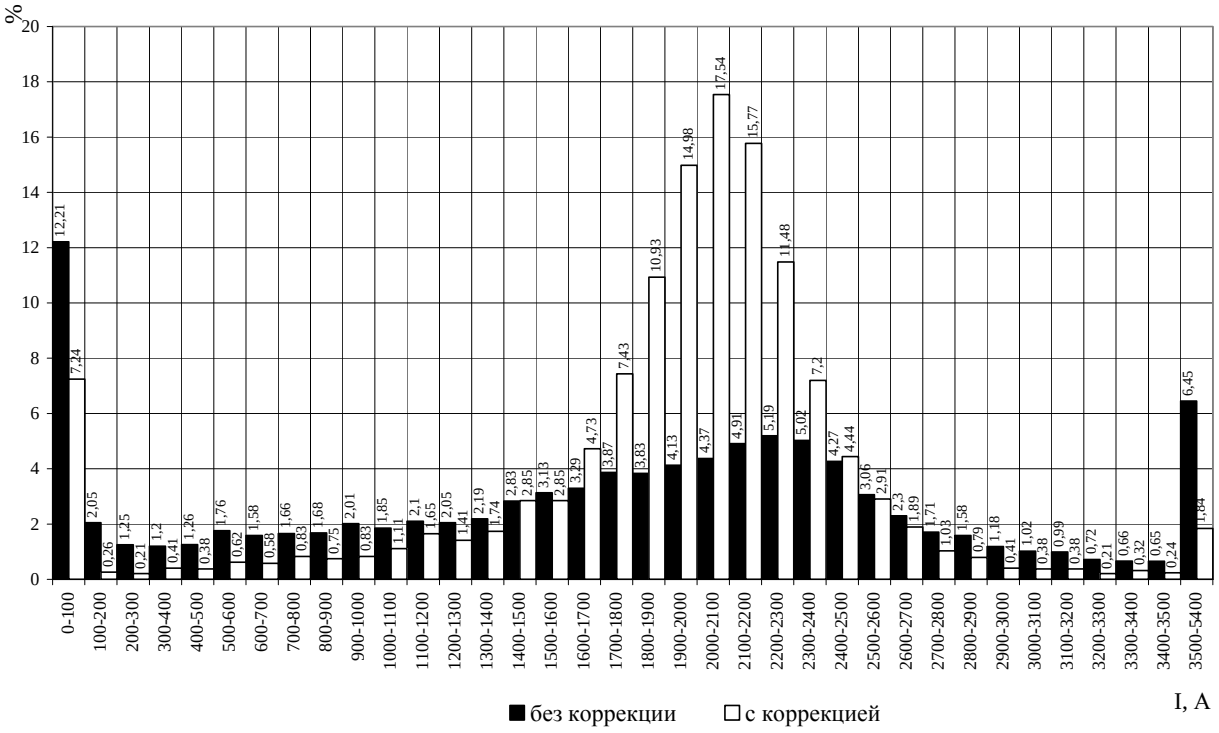


Рис. 2.47. Распределение токов в процессе плавки металла

ГЛАВА 3. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКОЙ

3.1. Обоснование применения адаптивного регулятора в системе управления электродуговой сварки

В процессе работы объект управления может изменять свои характеристики. Поэтому однократная (первоначальная) настройка на оптимальный режим в этом случае не в состоянии обеспечить требуемые показатели качества в процессе всего рабочего времени. Это в полной мере относится к процессу сварки. Как отмечается исследователями [94, 95], положение экстремума характеристики изменяется с точки зрения оператора случайным образом. Такое представление связано с неполной информацией об объекте. Основной задачей экстремального управления является определение положения экстремума в процессе работы.

Зависимость показателя качества от времени и динамических характеристик системы управления и объекта оказывают существенное влияние на способ определения экстремума. Поэтому алгоритм экстремального регулирования должен находиться в соответствии с параметрами объекта и системы управления.

Отличительной особенностью экстремального регулятора является настройка его начального состояния на основе известной (априорной) информации об объекте. Алгоритм адаптации в процессе работы использует апостериорную по отношению к начальному моменту информацию. Пусть характеристика показателя качества $Q = f(x)$ имеет экстремум. Для построения экстремальной системы необходимо иметь следующую информацию:

– заданную точность ε в определении оптимального значения x;

– допустимый предел измерения параметра x;

– унимодальность (одноэкстемальность) функции качества.

Наиболее важным в функции $Q = f(x,t)$ является изменение экстремального значения Q^* и положения экстремума x^* (рис. 3.1).

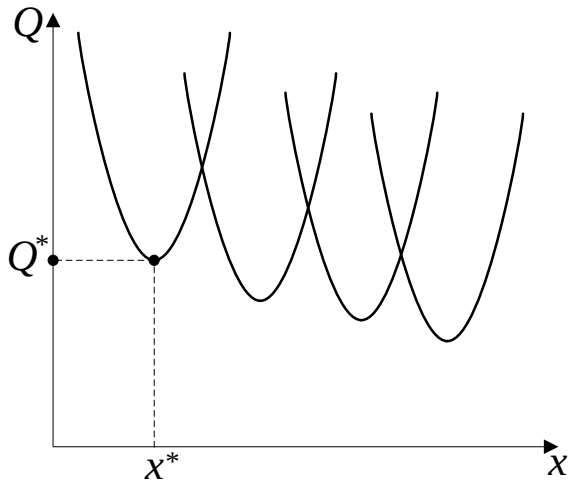


Рис. 3.1. Изменение положения экстремума

Существует большое разнообразие алгоритмов нахождения положение экстремума. Однако, как отмечается [95], при изменении положения экстремума в процессе работы и наличия помех в сигнале наиболее приемлемым являются алгоритмы шагового поиска.

Они, в свою очередь, делятся на три группы:

– с парными пробами;

– с непарными пробами;

– с совмещением пробных и рабочих шагов.

С точки зрения быстродействия поиска последний является наиболее подходящим. Он взят за основу проектируемой системы. Подобный метод получил название линейного спуска.

Пусть задан шаг поиска $\Delta x=a$ и порог изменения показателя качества (ΔQ) δ. В этом случае алгоритм поиска (выбора следующего шага) можно записать в виде [95]:

$$\Delta x_i = \begin{cases} \Delta x_{i-1} & \Delta Q_{i-1} < -\delta \\ -\Delta x_{i-1} & \Delta Q_{i-1} \geq -\delta \end{cases}, \qquad (3.1)$$

Время одного цикла поиска ($t_ц$) определяется выражением

$$t_ц = t_{раб} + T + t_{выб}, \quad (3.2)$$

где $t_{раб}$ – время выполнения рабочего шага;

T – время выдержки;

$t_{выб}$ – время выбора следующего шага.

Очевидно, что при завершении поиска система будет выполнять циклические движения в окрестностях экстремума. Для того чтобы эти движения укладывались в порог изменения δ, необходимо соблюдение условия [95]:

$$a \le \sqrt{\frac{\delta}{k}}, \quad (3.3)$$

где k – контурный коэффициент экстремальной системы.

Для оценки эффективности экстремальной системы используются следующие показатели:

– потери на поиск ($П_п$);

– потери на рысканье ($П_р$);

Потери на поиск определяются по формуле

$$П_п = \frac{t_ц}{S_ц}, \quad (3.4)$$

где $S_ц$ – смещение к цели за один шаг поиска ($S_ц$=a).

Выбранный способ (линейный спуск) имеет минимальное значение $П_п$ по сравнению с другими методами.

Потери $П_п$ уменьшаются с увеличением поискового шага a и уменьшением времени выдержки T. Однако эти рекомендации могут отрицательно отразиться на величине $П_р$.

Потери на рысканье образуются за счет поисковых движений в районе экстремума и определяются выражением

$$П_р = \frac{1}{T}\int_0^{T_ц}\left[Q(t) - Q^*\right]dt, \quad (3.5)$$

где $T_ц$ – период предельного цикла.

Эти потери характеризуют величину отклонения показателя качества Q от экстремального значения Q^*. Для рассматриваемого алгоритма линейного спуска было определено [95] минимальное значение потерь на рысканье

$$П_p^{min} = \frac{kd^2}{4}, \tag{3.6}$$

Сравнение выражений (3.4) и (3.6) показывает, что шаг поиска a оказывает определяющее влияние на значения $П_n$ и $П_p$.

Нормированный показатель и обобщенный показатель $П_\Sigma$

Рассматриваемые виды потерь имеют разную физическую природу. Для нахождения оптимального значения a введем обобщенный показатель $П_\Sigma$

$$П_\Sigma = k_1 П_n + k_2 П_p, \tag{3.7}$$

где k_1 и k_2 – весовые (нормирующие) коэффициенты, учитывающие значимость соответствующих потерь.

В этом случае, если динамика изменения экстремума небольшая, «вес» $П_p$ возрастает. Если положение экстремума нестабильно, то необходимо в первую очередь уменьшать $П_n$.

Определим значение a, минимизирующее показатель $П_\Sigma$

$$\frac{dП_\Sigma}{da} = 0 \Rightarrow a_{опт} = \sqrt[3]{\frac{2k_1 t_ц}{k_2 k}}, \tag{3.8}$$

Из выражения (3.8) видно:

– увеличение $t_ц$ приводит к росту $a_{опт}$;

– увеличение контурного коэффициента k снижает $a_{опт}$.

Эффективным способом снижения потерь является адаптация поиска. В этом случае в зависимости от режима работы меняются значения $t_ц$ и a.

Если система находится в режиме движения к экстремуму, то $t_ц = t_ц^{min}$ и $a=a_{\max}$.

Если происходит работа в зоне экстремума, то $t_ц = t_ц^{max}$ и $a=a_{\min}$.

Поведение экстремальной системы изменяется, если в контуре управления присутствуют помехи. Пусть случайный сигнал имеет следующие характеристики: m=const, σ^2=const, где m – математическое ожидание, σ^2 – дисперсия.

Допустим, что случайная величина помехи имеет нулевое математическое ожидание m=0 и нормальный закон распределения

$$P(\xi)=\frac{1}{2\sigma\sqrt{\pi}}e^{-\frac{\xi^2}{4\sigma^4}}, \qquad (3.9)$$

Вероятность ошибки (неправильного шага) экстремальной характеристики зависит от расстояния до экстремума.

Современная элементная база позволяет автоматически осуществлять адаптивно настройку регуляторов, системы управления.

Адаптация производится:

1) В процессе вывода состояния объекта на новую заданную точку. В этом случае говорят о самонастройке или самооптимизации.

2) В процессе стабилизации состояния объекта. В этом случае говорят об адаптивном управлении. Адаптивное управление, которое, по самому определению этого термина, должно обеспечить перенастройку параметров регулятора за непрерывно изменяющимися свойствами объекта управления. Адаптивные регуляторы позволяют улучшить качество регулирования температуры, например, при изменениях загрузки печи и состояния нагревательного элемента в процессе эксплуатации.

Недостатки адаптивных систем следующие:

1. В случае очень больших возмущающих воздействий параметры настройки могут сбиться и система на некоторое время может перейти в колебательный режим со значениями, превышающими пределы регулируемой величины.

2. Встроенные алгоритмы адаптации производят идентификацию не всех типов объектов управления. Поэтому, прежде чем проектировать систему управления, необходимо в технической

документации уточнить типы объектов, которые может идентифицировать та или иная система адаптивного регулирования.

3. Методы изменения управляющего выходного сигнала в процессе идентификации объекта могут иметь необратимые последствия для технологического процесса. Например, при самонастройке регулятор может полностью открыть или полностью закрыть клапан (регулирующий орган), или подача пробных гармонических (синусоидальных) сигналов может ввести процесс регулирования в автоколебательный режим.

Для применения адаптивных систем требуется задание некоторых параметров:

– частоты опроса,

– максимального и минимального значения регулируемой величины,

– времени регулирования,

– заданного значения перерегулирования,

– допустимого значения изменения выходного сигнала,

– зоны нечувствительности и др.

В случае использования сварочного инвертора возникает возможность применения адаптивного регулятора, который позволит достичь оптимального режима работы с участием конкретного оператора и автоматического снижения чувствительности к параметрическим возмущениям, и как следствие снижение уровня дисперсии силового тока.

Для этого сигнал с датчика тока поступает на вход схемы оценки дисперсии силового тока в данный момент времени. Данный сигнал является управляющим для устройства адаптации (адаптивного регулятора). Это устройство в процессе адаптации изменяет параметры регулирования контура силового тока, в частности его постоянной времени и коэффициента передачи. Процесс адаптации продолжается непрерывно и установившийся

режим работы адаптивного регулятора соответствует минимуму дисперсии силового тока для данного конкретного случайного сигнала, характеризуемого конкретной интенсивностью и полосой пропускания, что соответствует выполнению сварочных работ конкретным оператором в данный момент времени.

3.2. Человек как элемент системы автоматического управления

Сложные системы автоматики представляют собой совокупность технических устройств и людей, занятых эксплуатацией этих устройств. Эту совокупность принято называть системой «человек-машина». Весьма распространенным является случай, когда взаимодействие с машиной осуществляется одним человеком, которого обычно называют *оператором* (космонавт, пилот, рулевой и т. п.) [122].

Рассмотрим простейшую одноконтурную замкнутую систему управления «человек-машина», изображенную на рис. 3.2, *а*. Здесь человек-оператор замыкает цепь воздействия в системе управления, являясь звеном этой системы. Процесс управления в этой системе осуществляется как ряд переходов воздействий от одного звена системы к другому ($x_{вх}$, x_1, x_2, x_3, $x_{вых}$). При этом состояние любого звена влияет на все остальные и, в свою очередь, зависит от них.

В структуру более совершенных систем управления включаются подсистемы автоматического регулирования САР (рис. 3.2, *б*). Основными функциями оператора становятся контроль за работой САР, предупреждение и профилактика аварий, выявление возникающих неисправностей и т. п. При нормальной работе САР оператор ограничивается наблюдением за состоянием управляемых объектов. Когда же САР не справляется с задачей, оператор вынужден активно вмешиваться в процесс управления [82, 124].

К современным человекомашинным системам относятся УВМ, которые включаются вместо САР на рис. 3.2, *б* и осуществляют управление объектом по оптимальной программе, предупреждают аварии, сигнализируют о нарушениях процесса с указанием места их возникновения, освобождая оператора от многих функций. Основной задачей оператора становится контроль за работой УВМ. При выходе УВМ из строя оператор берет на себя и функции управления.

С развитием техники ряд сложных функций, с одной стороны, переходит от человека к машине, что расширяет круг задач, решаемых системами, с другой стороны, с увеличением числа и усложнением машин, включаемых в процесс управления, становится настоятельно необходимым интегрировать их работу. Функции интегрального звена системы управления ложатся на оператора, а это означает, что относительная роль человека в системах управления возрастает [126].

Свойства систем управления определяются характеристиками входящих в них звеньев. Из всех характеристик оператора наибольшее влияние на работу систем управления оказывают динамические свойства оператора. Так, в случае одноконтурной системы управления (рис. 3.2, *а*) динамические свойства системы будут определяться временем полного цикла управления (временем прохождения сигнала по контуру «человек-машина»):

$$t_{ц.у} = \sum_{i=1}^{n} t_i + t_{оп}\ , \qquad (3.10)$$

где n – общее число машинных звеньев; t_i – время задержки сигнала в i-м машинном звене системы; $t_{оп}$ – время задержки сигнала оператором (от момента поступления сигнала до ответа на него действием).

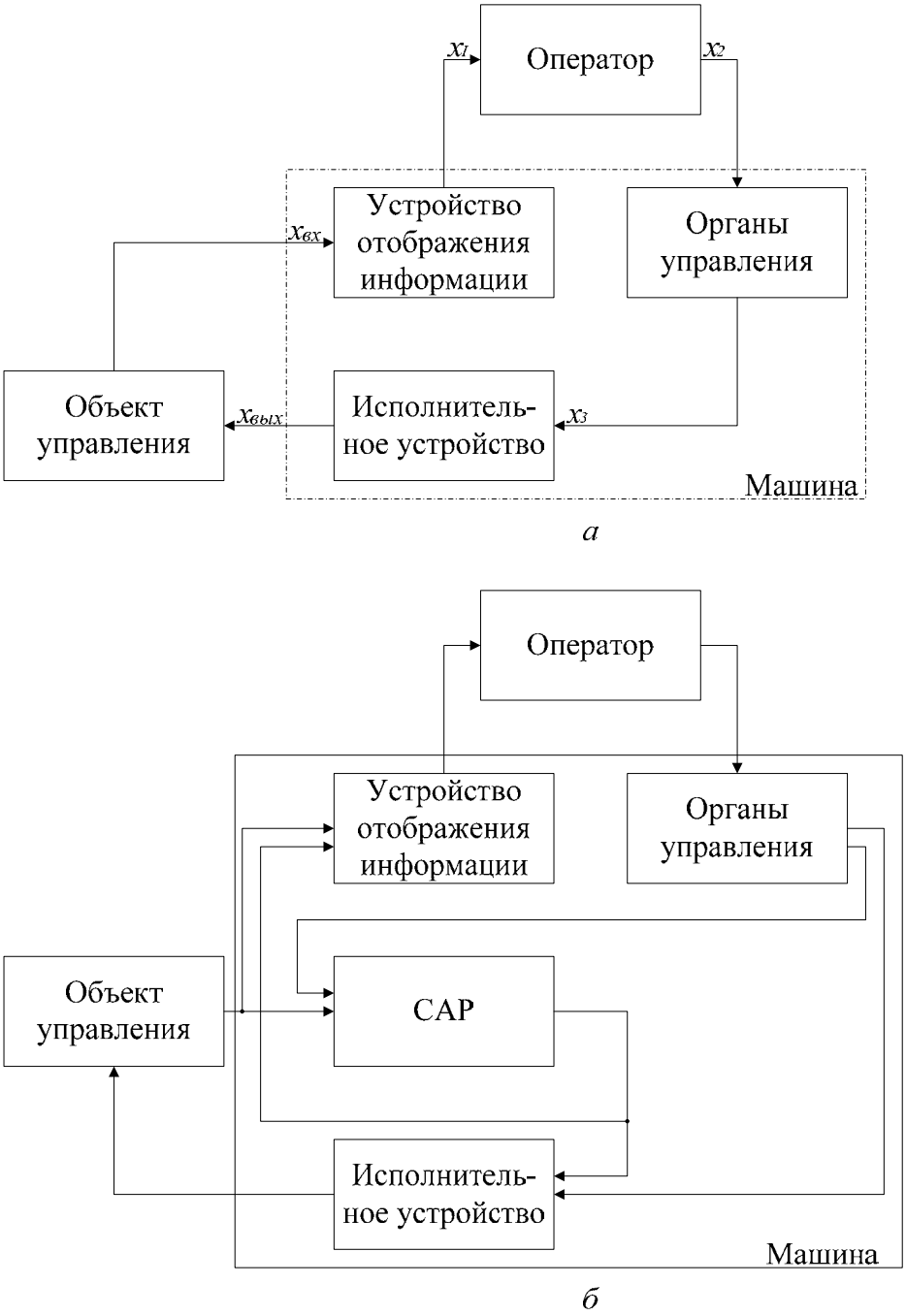


Рис. 3.2. Структура системы «человек-машина»:
а – с человеком-оператором; *б* – с подсистемой автоматического регулирования

Величина $t_{оп}$ лежит в пределах 100...500 мс и более и, как правило, существенно превышает суммарное время задержки в машинных звеньях.

В первом приближении время задержки $t_{оп}$ складывается из так называемого латентного периода реакции $t_{л}$, т. е. времени от момента

появления сигнала до начала ответной реакции (движения) оператора, и времени моторного компонента $t_м$, т. е. длительности ответного движения.

Значение латентного периода неодинаково для сигналов (раздражений), действующих на различные органы чувств (анализаторы) человека, иными словами, для раздражителей различной модальности. В таблице 3.1 приводятся величины средних латентных периодов $t_л$, мс, для различных видов анализаторов (сигнал-раздражитель) и возбуждений средней интенсивности [124].

Таблица 3.1.

Зрительный (свет)	150…200
Слуховой (звук)	120…180
Тактильный (прикосновение)	90…220
Обонятельный (запах)	310…390
Температурный (тепло и холод)	280…1600
Болевой	130…890

Таким образом, запаздывание, вносимое оператором в цепь управления, намного превосходит запаздывание в машинной части (элементах) системы управления (электрических, пневматических и т. п.) и является определяющим для оценки результирующего запаздывания в системе (контуре) управления. Оператору как звену системы управления присуще, прежде всего, «чистое» (латентное) запаздывание.

Передаточная функция подобного звена имеет следующий вид:

$$W(p) = \exp(-\tau p), \tag{3.11}$$

Латентный период определяется не только характеристиками анализаторов, но и интенсивностью возбуждения (величиной входного сигнала). Чем сильнее раздражитель, т. е. чем больше $x_{вх}$, тем меньше длительность латентного периода $t_л$. Таким образом, человек-оператор является нелинейным звеном системы управления.

С увеличением интенсивности возбуждения возрастают также скорость и ускорение ответного движения, т. е. сокращается время моторного компонента. Зависимость времени реакции человека t_p от интенсивности сигнала может быть выражена соотношением

$$t_p = \frac{a}{in} + t_{\min}, \qquad (3.12)$$

где a – переменная часть времени реакции; i – интенсивность сигнала-раздражителя; n – величина, зависящая от конкретных характеристик сигналов и условий эксперимента; t_{min} – минимальное время реакции в оптимальных условиях.

В отличие от машинных звеньев, реализующих, как правило, определенный (жесткий) закон преобразования сигналов, оператор способен обучиться разнообразным реакциям на полученные сигналы, в частности реакции статического и астатического звена, корректировать действия по скорости изменения сигнала, дозировать действия пропорционально значениям сигналов или осуществлять некоторые нелинейные преобразования.

Человек способен воспринимать и учитывать информацию по случайным событиям, объединять в единое целое информацию, поступающую к нему через различные анализаторные системы, быстро опознавать различные образы (зрительные, звуковые и т. п.) [122].

Однако человек медленно рассчитывает, плохо работает в режиме ожидания, не приспособлен к монотонной работе, ошибается, «засыпает», снижает свою рабочую, профессиональную бдительность.

Поскольку оператор работает в замкнутом контуре системы управления, являясь интегральным звеном системы, он может рассматриваться как управляющая «машина».

Взаимодействие человека-оператора и машины показано на рис. 3.3. Воспринимая информацию о состоянии технической части

системы, оператор осуществляет обработку этой информации и воздействие на органы управление машины. Оператор воздействует на органы управления технической части системы с помощью эффекторов, т. е. органов человека, находящихся в тесной связи с рецепторными аппаратами. Основными эффекторами человека являются мышцы рук и ног, однако могут использоваться также голос, изменения электрических потенциалов отдельных точек тела (например, биотока для управления манипуляторами, выработка телеметрической информации для контроля физиологической деятельности), а также проявления физиологической активности (пульс, частота дыхания).

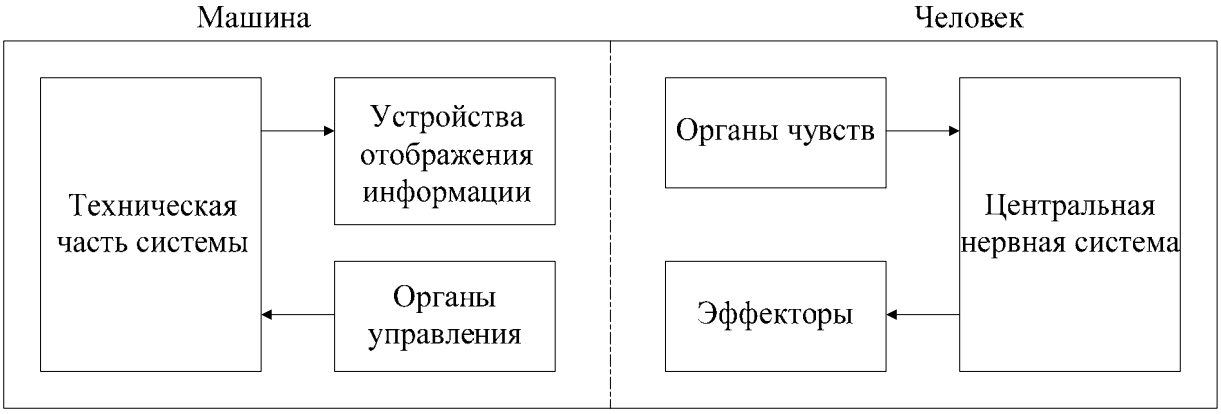


Рис. 3.3. Схема взаимодействия в системе «человек-машина»

Оператор может воздействовать на машину двумя способами: либо он является основным источником энергии, необходимой для процесса управления «человек-инструмент», либо он не является источником энергии для выполнения процесса, а только определяет время введения в действие того или иного устройства (регулятора) системы «человек-машина».

3.3. Понятие адаптации

Ручная электродуговая сварка является распространенным процессом в машиностроении, строительстве и других отраслях. Наиболее предпочтительным типом источников сварочного тока в

настоящее время является инвертор. В процессе работы на такие системы воздействуют различные возмущения, имеющий случайный характер. В то же время можно отметить, что человек (сварщик) оказывается включенным в технологический процесс сварки, и его параметры могут существенно влиять на показатели сварки, такие как качество шва, производительность и др.

В связи со сложностью протекающих процессов и существенные нелинейности отдельных звеньев системы, непосредственный анализ процесса управления электрической дугой сильно затруднен.

Исходя из этого, в настоящее время возникает растущая потребность в адаптивных системах управления, связанная с усложнением задач управления, в которых отсутствует возможность достаточного полного описания процессов, протекающих в данных объектах управления при наличии изменяющихся внешних возмущений.

Вопросами исследования адаптивных систем, математическим описанием и принципами их построения занимались исследователи В.А. Бесекерский, А.С. Клюев, А.А. Воронов, А.А. Красовский, Н.Д. Егупов, В.Г. Каширских, Л.А. Растригин, М.В. Никитина, А.В. Мамонов, К.Ю. Мальчиков и многие др. В общем случае, согласно приведенным исследователям, адаптивными можно назвать системы, в которых автоматически обеспечивается необходимое качество управления путем изменения параметров или структуры управляющего устройства при изменяющихся внешних воздействиях и свойствах объекта управления.

Эффект адаптации достигается за счет того, что часть функций по получению, обработке и анализу процессов в объекте управления выполняется в процессе эксплуатации системы [1, 3, 52, 56, 111]. Такое разделение соответствует наиболее полному использованию информации о протекающих процессах при формировании управляющих сигналов и позволяет значительно снизить влияние

неопределенности на качество управления. Из этого можно сделать вывод, что адаптивное управление необходимо в тех случаях, когда влияние неопределенности или «неполноты» известной информации о работе системы становится существенным для обеспечения заданного качества процессов управления.

Чаще всего качество управления определяется критерием качества J [56], представляющим собой функцию, зависящую от выходных и входных величин системы. Критерием качества может быть любой показатель качества переходного процесса, производительность, экономичность и т. д. При работе системы критерий качества не обязательно стремится к минимуму, как в случае с оптимальными системами, а может стремиться к любой заданной величине или изменяться заданным образом.

Когда критерий качества стремится к минимуму, система является адаптивной оптимальной системой. Основное отличие таких систем от обычных оптимальных систем заключается в достижении цели управления как формированием оптимального оператора управляющего устройства, так и изменением параметров и структуры управляющего устройства. Таким образом, адаптивные системы автоматически приспосабливаются к изменениям внешних условий и свойств объекта управления, обеспечивая необходимое качество управления.

На рис. 3.4 показана упрощенная структура адаптивной системы [3, 56], представляющая собой систему автоматического управления (САУ) с управлением по отклонению и контур адаптации. Принцип управления основной части системы может быть любым.

Адаптивные системы могут применяться для работы в условиях с изменяющимися в широких пределах внешними возмущающими воздействиями и наличием объекта с переменными или неизвестными параметрами. В последнем случае блок адаптации может

использоваться в системе только для настройки ее управляющего устройства.

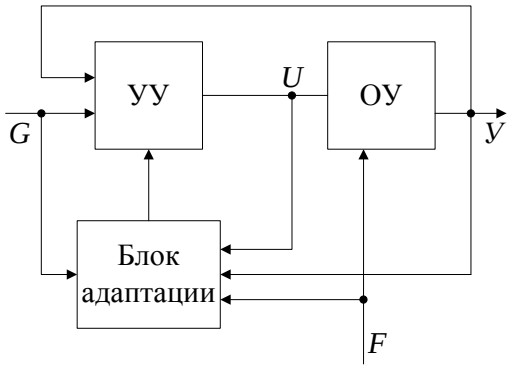


Рис. 3.4. Структура адаптивной системы

Блок адаптации играет роль внешнего управляющего устройства основной системы, состоящей из объекта управления (*ОУ*) и управляющего устройства (*УУ*), связанных отрицательной обратной связью. При этом блок адаптации воздействует на основное управляющее устройство, изменяя его настройки. Сигнал на выходе блока адаптации формируется в результате вычислительной процедуры, определяющей отклонение текущего значения критерия качества, получаемого на основе измеренных значений величин *G, U, У, F,* от его заданного значения, и воздействует на управляющее устройство таким образом, чтобы устранить это отклонение [113-116].

В настоящее время существует следующая классификация адаптивных систем [56]: самонастраивающиеся системы, системы с адаптацией в особых фазовых состояниях и обучающиеся системы.

Класс самонастраивающихся (экстремальных) систем автоматического управления [16-18] имеет широкое распространение за счет достаточно простой технической реализации. Системы такого рода характеризуется тем, что ряд объектов управления обладают экстремальными зависимостями (минимум или максимум) рабочего

параметра от управляющих воздействий. В общем можно сказать, что существует экстремум, а при каких значениях управляющего воздействия он достигается – неизвестно. Здесь система автоматического управления должна формировать управляющее воздействие, которое приводит объект в экстремальное положение, и удерживать его в этом состоянии. Управляющее устройство при этом является экстремальным регулятором.

На практике большое распространение получила структура самонастраивающихся САУ с эталонной моделью, которая имеет динамические характеристики, являющиеся эталонными для настраиваемой под нее системы [17, 67-69, 111].

Зависимость *J(Z)* для трех последовательных моментов времени показана на рис. 3.5 в виде кривых *1, 2, 3.* Изменение свойств объекта управления вызывает смещение экстремума *J*, и система самонастройки изменяет значение настроечного параметра *Z* таким образом, чтобы критерий *J* снова стремился к экстремуму.

Среди самонастраивающихся САУ существуют беспоисковые или аналитические самонастраивающиеся САУ, работа которых основана на знании и использовании оператора объекта управления. Определение оптимальной настройки системы в этом случае производится аналитически. В случае изменяющегося в процессе работы оператора объекта управления необходимо предварительно производить оперативную идентификацию объекта, т. е. определение его оператора (например, с помощью пробных сигналов) в реальном времени.

Под реальным временем имеется в виду то, что продолжительность процесса идентификации позволяет отслеживать требуемое изменение контролируемых параметров объекта. Поиск оптимальной настройки может также осуществляться на модели, и найденная настройка затем переносится на основную часть САУ.

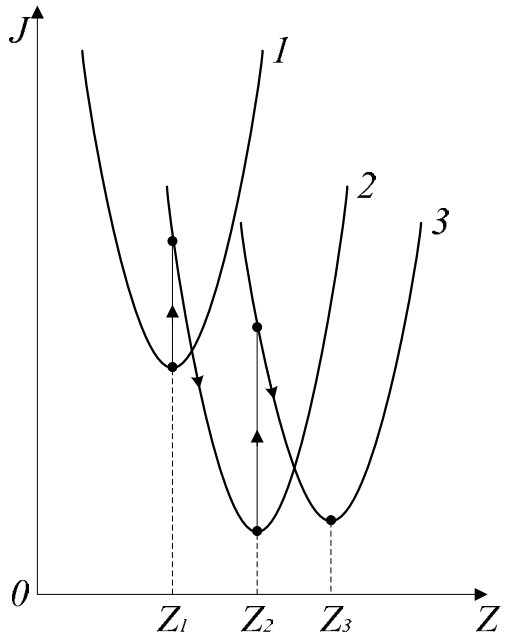


Рис. 3.5. Процесс слежения за экстремумом функции $J(t)$

Адаптивные системы, в которых при адаптации происходит изменение структуры управляющего устройства, называются самоорганизующимися [67-69]. В таких системах сигнал Z дискретный и каждому его значению соответствует определенный оператор *УУ*. Изменение структуры *УУ* может осуществляться релейными элементами, включающими различные корректирующие звенья по сигналам блока адаптации.

Наибольший эффект достигается в системах, которые сочетают качества самонастраивающихся и самоорганизующихся систем, а к наивысшему уровню управляемых систем относятся самообучающиеся адаптивные системы, в которых могут реализовываться процессы самоусовершенствования алгоритма работы, а также критерия качества управления.

3.4. Синтез системы управления инвертором с низкой чувствительностью

В настоящее время все большую долю рынка сварочного оборудования занимают устройства на основе инверторов из-за их

высокой энергоэффективности, функциональности, улучшенных весогабаритных показателей и других характеристик.

При модернизации и создании нового электрооборудования актуальными являются вопросы энергоэффективности и компактности. Поскольку работа инвертора часто происходит при резком колебании тока нагрузки в широком диапазоне, то современные устройства на основе инверторов тока являются достаточно сложными с возможностью регулирования режимов работы. Поэтому основное внимание при синтезе и анализе устройств на основе инвертора целесообразно уделить возможности регулирования режимов работы, а так же построения систем управления с низкой чувствительностью к колебаниям нагрузки.

На рис. 3.6 приведена структурная схема системы управления.

Для полного контроля выходных параметров устройства используются датчики тока (ДТ) и напряжения (ДН) с гальваническим или потенциальным разделением входных и выходных сигналов. Регуляторы координат позволяют формировать требуемую выходную вольтамперную характеристику. Для широтно-импульсной модуляции используется контроллер с настраиваемой временной задержкой между сигналами верхних и нижних ключей. В некоторых схемах изменяется частота модуляции.

Проведем анализ чувствительности инверторной схемы к параметрическим возмущениям, в частности к колебаниям сопротивления нагрузки. Для снижения чувствительности схемы к изменениям параметров объекта целесообразно использовать упреждающую коррекцию.

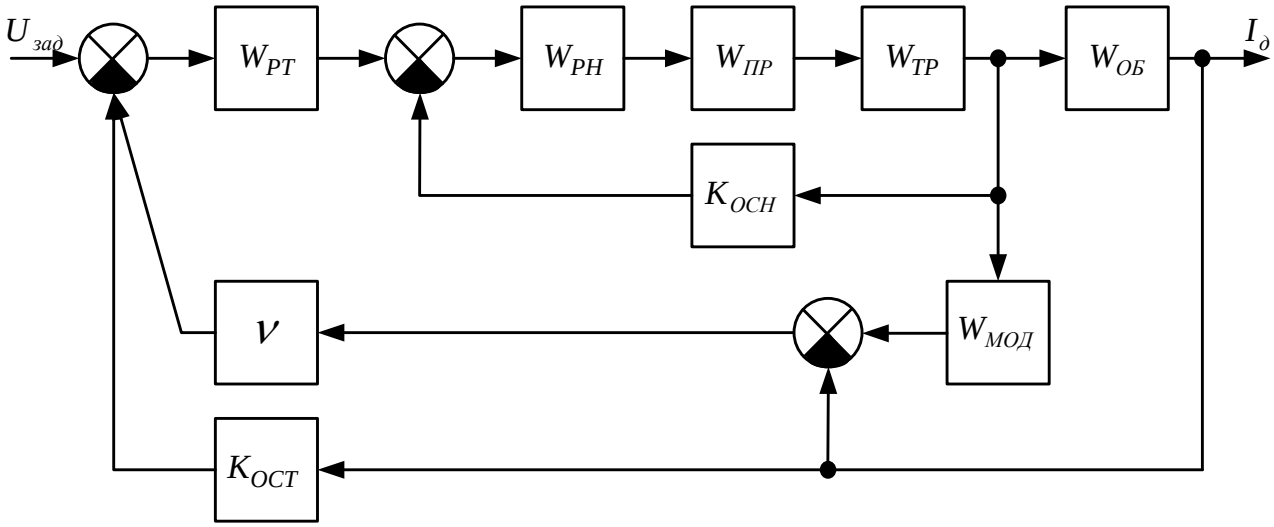


Рис. 3.6 Структурная схема системы

$W_{рт}$ – передаточная функция регулятора тока;

$W_{рн}$ – передаточная функция регулятора напряжения;

$W_{пр}$ – передаточная функция преобразователя;

$W_{тр}$ – передаточная функция трансформатора;

$W_{об}$ – передаточная функция модели дуги в номинальном режиме;

$W_{мод}$ – передаточная функция модели дуги;

$K_{осн}$ – коэффициент передачи датчика напряжения;

$K_{ост}$ – коэффициент передачи датчика тока;

ν – коэффициент дифференциального сигнала.

Включение преобразователя снижает жесткость выходных характеристик, особенно на малых токах нагрузки. Для повышения жесткости в схеме введена обратная связь по напряжению. Проведем расчет регулятора напряжения системы $W_{РН}(p)$.

Выходное напряжение трансформатора выпрямляется, вследствие чего его передаточная функция принимает вид:

$$W_{тр}(p) = \frac{K_{НАГ}(T_{тр1}p + 1)K_{ТР}}{T_{тр2}p + 1}, \qquad (3.13)$$

Синтез регулятора напряжения выполняется исходя из настройки контура на технический оптимум [89]:

$$W_{рн} \cdot W_{пр} \cdot K_{осн} \cdot \frac{K_{НАГ}(T_{тр1} p + 1) K_{ТР}}{T_{тр2} p + 1} = \frac{1}{2 p T_{\mu}(p T_{\mu} + 1)}, \quad (3.14)$$

где $W_{пр}=K_{пр}$ – передаточная функция преобразователя на основе полумостовой инверторной схемы, $K_{осн}$ – коэффициент обратной связи по напряжению.

С учетом того, что при работе $R_H < R_2$ (R_2 – сопротивление вторичной обмотки трансформатора), получаем передаточную функцию контура напряжения:

$$W_{КН}(p) \approx \frac{1 / K_{ОСН}}{T_H p + 1}. \quad (3.15)$$

Для получения требуемой внешней характеристики устройства введем обратную связь по току нагрузки и настроим контур тока на технический оптимум. Передаточная функция замкнутого контура тока $W_{КТ}(p)$ принимает вид:

$$W_{КТ}(p) \approx \frac{1 / K_{ОСТ}}{2\alpha T_H^2 p^2 + 2\alpha T_H p + 1}, \quad (3.16)$$

где $\alpha = R_H / R_{НРАС}$.

Проведем анализ выражения (3.15) по чувствительности показателя колебательности М к α. Выражение для показателя колебательности следующее

$$M = \frac{A(\omega_Р)}{A(\omega = 0)}, \quad (3.17)$$

где $A(\omega_Р)$ – значение амплитудной характеристики системы на резонансной частоте.

Для системы с настройкой на технический оптимум передаточная функция имеет вид (3.15). Приведем ее к нормированной форме записи [58]:

$$W_{ЗП}(p)=\frac{K}{T^2p^2+2\xi Tp+1}, \tag{3.18}$$

где $K=1/K_{ОСТ}$; $T=T_H\sqrt{2\alpha}$; $\xi=\sqrt{\frac{\alpha}{2}}$.

Амплитудная характеристика для рассматриваемой системы известна:

$$A(\omega)=\frac{K}{\sqrt{(2T\xi\omega)^2+(1-T^2\omega^2)^2}}. \tag{3.19}$$

При $\omega=\omega_P$ эта характеристика принимает экстремальное значение

$$\frac{\partial A(\omega)}{\partial(\omega)}=0. \tag{3.20}$$

Нахождение условий экстремума функции $A(\omega)$ дает результат:

$$\omega_P=\sqrt{\frac{1-2\xi^2}{T^2}}. \tag{3.21}$$

Подставим (3.19) в (3.21) и определим значение $A(\omega_P)$.

$$A(\omega_P)=\frac{K}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}. \tag{3.22}$$

Используя выражение (3.17), можно определить показатель колебательности для рассматриваемой системы

$$M=\frac{1}{\sqrt{2\alpha-\alpha^2}}. \tag{3.23}$$

Оценим влияние изменения α на значение показателя колебательности.

$$\frac{\partial M}{\partial\alpha}=-\frac{1-\alpha}{(2\alpha-\alpha^2)^{3/2}}. \tag{3.24}$$

Из выражения (3.24) видно, что значение колебательности М изменяется в широких пределах в зависимости от α. Для устранения этого недостатка используем упреждающую коррекцию. Формирование корректирующего сигнала показано на рис. 3.6.

Сигнал с датчика напряжения поступает на звено модели $W_{МОД}(p)$, параметры которого выбираются из условия:

$$W_{МОД}(p) = W_{ОБ}(p)_{НОМ},$$

где $W_{ОБ}(p)_{НОМ}$ – передаточная функция объекта в номинальном режиме.

Для рассматриваемого случая

$$W_{МОД}(p) = \frac{1/R_{НРАС}}{pT_{РАС}+1}. \qquad (3.25)$$

Сигнал с выхода звена модели сравнивается с сигналом обратной связи по току, в результате чего формируется дифференциальный сигнал, который с коэффициентом ν поступает на регулятор тока. Упрощенная передаточная функция замкнутого контура тока с упреждающей коррекцией $W_{КТУ}(p)$ имеет вид

$$W_{КТУ}(p) \approx \frac{1/K_{ОСТ}X}{2T_Н^2\frac{\alpha}{X}p^2 + 2T_Н\frac{\alpha}{X}p + 1}, \qquad (3.26)$$

где $X = 1+\nu(\alpha-1)$.

Для системы с упреждающей коррекцией (3.26) проведем анализ чувствительности М к вариациям α и ν. Для рассматриваемого случая показатель колебательности определяется выражением

$$M = \frac{1+\nu(\alpha-1)}{\sqrt{2\alpha[1+\nu(\alpha-1)]-\alpha^2}}. \qquad (3.27)$$

Анализ формулы (3.27) позволяет сделать следующие выводы:

– если $\nu = 1$, то M=const=1 независимо от значения α;

– если $\nu = 0$, то значение М соответствует системе без упреждающей коррекции;

– если $\alpha = 1$, то M=const=1 независимо от значения ν.

Таким образом, введение упреждающей коррекции позволяет создать систему, инвариантную к изменениям нагрузки в широких

пределах. Более подробно влияние α и ν на значение M позволяет оценить 3D график (рис. 3.7), построенный по выражению (3.27).

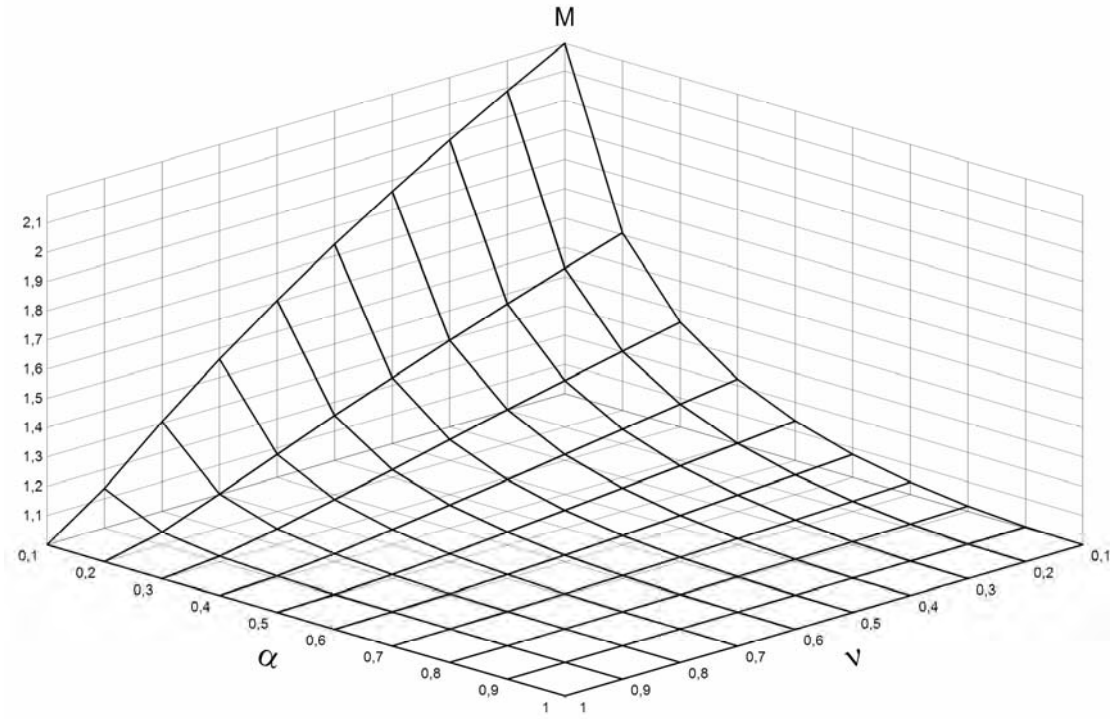


Рис. 3.7. График зависимости $M = f_1(\alpha,\nu)$

В случае использования упреждающей коррекции, происходит изменение контурного коэффициента передачи, что отрицательно сказывается на характеристиках системы. Поэтому необходимо скомпенсировать снижение этого коэффициента. Компенсирующая цепь (рис. 3.8) изменяет уровень задающего сигнала $U_{ЗАД}$ в зависимости от уровня сигнала упреждающей коррекции. Быстродействие этой цепи должно быть ниже, чем в контуре регулирования тока, чтобы не влиять на его динамические характеристики.

Работа компенсирующей цепи происходит следующим образом. В процессе работы R_H снижается, что приводит к уменьшению α. Это приводит к возрастанию контурного коэффициента системы. Для восстановления значения выходной координаты необходимо

изменить $U'_{ЗАД}$. Компенсирующая цепь выполняет эту задачу в соответствии с формулой

$$U'_{ЗАД} = U_{ЗАД}\left(K_1 + \frac{K_2}{1+U_K}\right), \qquad (3.28)$$

где $U_K = \frac{1}{T_Ф p+1}\nu\left(\frac{K_{МОД}}{T_{МОД} p+1} - \frac{K_H}{T_H p+1}\right)\Bigg|_{P=0} = \nu R_{ЭКВ}(1-\alpha)$.

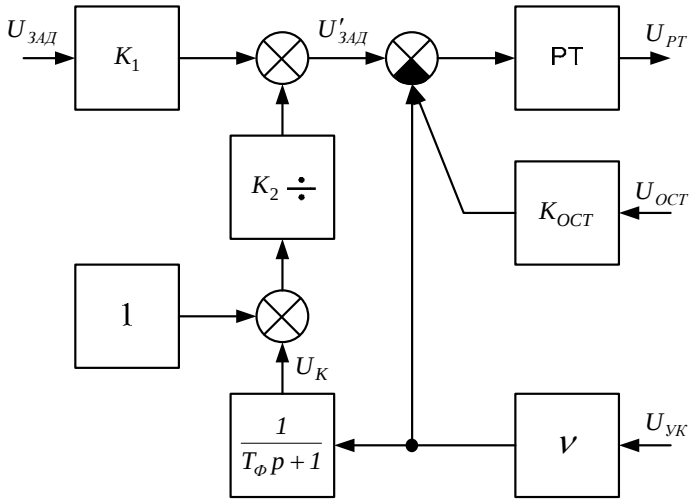


Рис. 3.8. Схема компенсирующей цепи упреждающей коррекции

Из выражения (3.28) видно, что компенсирующая цепь позволяет восстановить исходный коэффициент системы.

На рис. 3.9 представлен 3D-график изменения коэффициента K в зависимости от параметров α и ν. Из графика видно, что:

– снижение α приводит к существенному увеличению K;

– снижение ν позволяет сделать K близким к 1.

Сравнение рис. 3.7 и 3.9 позволяет дать рекомендации по выбору ν (значение α зависит от режима работы и является параметрическим возмущением):

– следует снизить значение ν, при этом возрастает максимальное значение колебательности, а максимальное увеличение коэффициента снижается;

– ограничить, по возможности, диапазон изменения α.

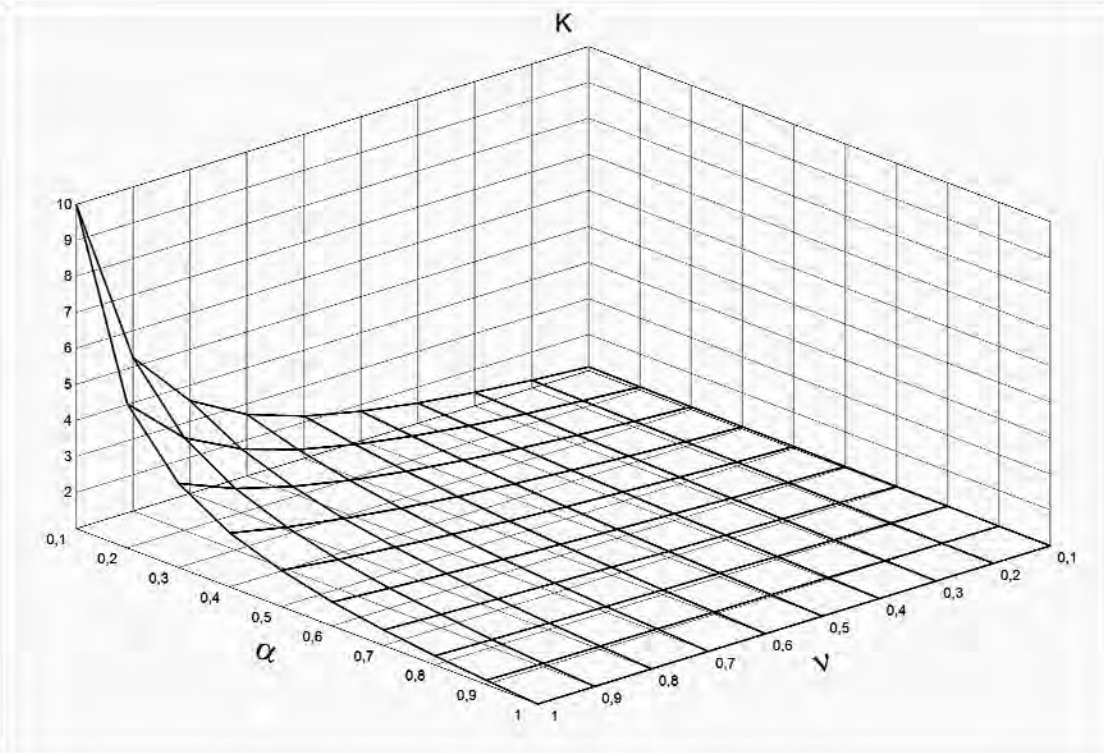


Рис. 3.9. График зависимости $K = f_2(\alpha, \nu)$

Из таблицы 3.2 можно выбрать подходящее значение ν.

Таблица 3.2

ν	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4
M_{MAX}	1	1,14	1,3	1,46	1,6	1,73	1,86
K_{MAX}	10	5,3	3,6	2,7	2,2	1,8	1,6

В качестве допустимого значения M можно взять $M = \sqrt{2}$, при этом $K_{MAX} \approx 2{,}6$ и настройка упреждающей коррекции $\nu \approx 0{,}7$. Проведенный анализ показывает эффективность применения упреждающей коррекции для стабилизации параметров работы инвертора тока с существенно динамический нагрузкой.

3.5. Синтез системы с учетом оператора

В процессе ручной электродуговой сварки человек является звеном технологического процесса – обеспечивает стабильность горения дуги (поддерживает длину дугового промежутка в

допустимых пределах). Таким образом человек оказывается включенным в контур управления и его параметры влияют на показатели сварки: производительность, качество шва и т. д. Ряд исследователей [116, 122, 124] с различных позиций рассматривали человека-оператора как звено системы автоматического управления. В этом случае динамические характеристики системы будут зависеть от его возможностей с точки зрения восприятия, переработки и использования поступившей информации. Утомление (усталость) и другие причины негативно сказываются на психофизиологическом состоянии человека. Это отражается на его биологических функциях: изменении поведенческих способностей, торможении моторных функций и т. д. В подавляющем большинстве случаев человек является звеном следящей системы [122]. Переходный процесс (реакция человека) представляет собой случайную функцию, которая характеризуется математическим ожиданием (μ) и среднеквадратическим отклонением (σ). Исследователи [122, 124] выделяют следующие этапы переходного процесса:

– время реакции (запаздывание) – случайная величина с большой дисперсией $\mu \approx 0{,}24 - 0{,}25$ с, $\sigma = 0{,}05 - 0{,}07$ с;

– время первого движения (с момента начала движения до первого максимума);

– время коррекции (устранение ошибки при первом движении).

Применение информационного подхода позволяет создать линейную модель $W_1(p)$ человека оператора для режима слежения (рис. 3.10). Оператор получает зрительную информацию, на принятие решения требуется время, которое отражается постоянной времени T_2 звена $W_2(p)$. Человек стремится компенсировать эту инерционность, что отражается форсирующей составляющей с

постоянной времени T_2'. У квалифицированного (тренированного) оператора можно принять $T_2 \approx T_2'$.

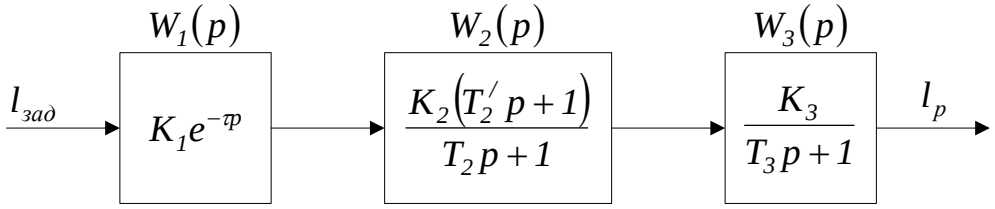


Рис. 3.10. Структурная схема оператора

Скрытый период реакции оператора может быть оценен следующей передаточной функцией:

$$W(p) \approx K_1 K_2 e^{-\tau p}, \qquad (3.29)$$

Передаточная функция, соответствующая моторной реакции человека, представляется апериодическим звеном $W_3(p)$ с постоянной времени $0{,}1 < T_3 < 1$ с.

В соответствии с рис. 3.10 передаточная функция оператора принимает вид

$$W(p) = \frac{K_1 K_2 K_3 (T_2' p + 1) e^{-\tau p}}{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}. \qquad (3.30)$$

В работе [122] приводится более подробная передаточная функция оператора (рис. 3.11)

$$W(p) = \frac{W_C(p)(T_y p + 1) e^{-\tau p}}{K_O p^2 + m p^n e^{-\tau p}}, \qquad (3.31)$$

где $W_C(p)$ – передаточная функция сглаживания регулируемой величины (выделение полезного сигнала на фоне шумов);

K_O – коэффициент усиления оператора;

m – коэффициент внутренней обратной связи;

n – характеристика обратной связи человека.

Рассмотренные передаточные функции достаточно близки и сопоставимы. Необходимо отметить следующее: в процессе работы

параметры человека изменяются, что приводит к изменению характеристик системы в целом. Следовательно, представление оператора передаточными функциями (3.29) или (3.31) является приближенным. Параметры передаточной функции оператора зависят от характера выполняемой задачи, особенности объекта управления, состояния оператора и внешних воздействий.

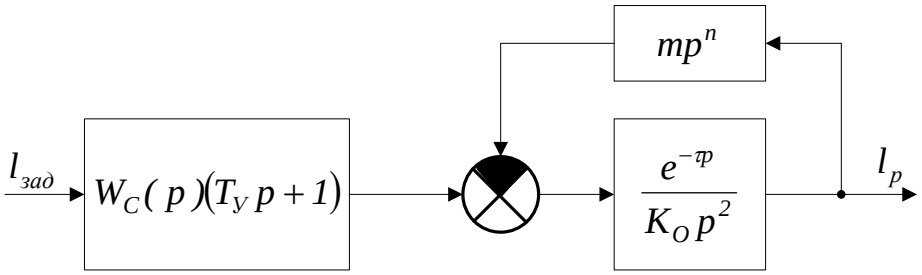


Рис. 3.11. Уточненная структурная схема

Исследования математической модели оператора позволяют сделать следующие выводы:

– можно составить модель с довольно высокой точностью для осредненных по времени действий для конкретного входного сигнала и определенного объекта управления;

– изменение сигнала или объекта влечет за собой изменение величины параметров, а иногда – и передаточной функции модели;

– в этих особенностях проявляется адаптивность человека.

Составим структурную схему системы управления ручной электродуговой сварки с учетом оператора. Уравнение дуги [35, 59, 63], как отмечалось ранее, на рабочем участке характеристики имеет вид:

$$U_Д = \alpha + \beta l + R_Д I_{СИЛ}\,, \qquad (3.32)$$

где $U_Д$ – напряжение дуги;

α – приэлектродное падение напряжения;

β – градиент потенциала в столбе дуги;

l – длина дуги;

$R_Д$ – сопротивление дуги;

$I_{СИЛ}$ – ток дуги.

С другой стороны

$$U_Д = E - I_{СИЛ} R_E , \tag{3.33}$$

где E – эдс инвертора,

R_E – внутреннее сопротивление инвертора.

На основании этого можно составить схему замещения силовой цепи (рис. 3.12) для статического режима.

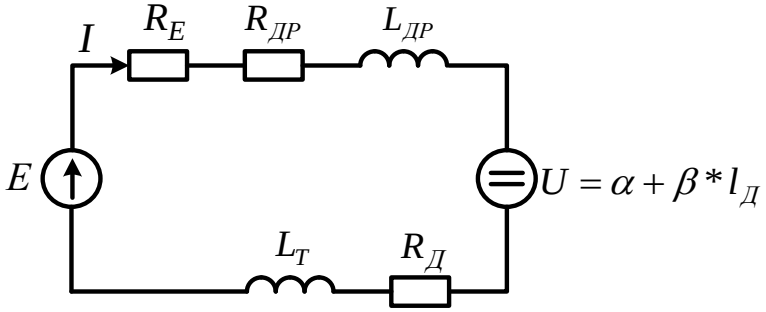


Рис. 3.12. Эквивалентная электрическая цепь силового тока

Информацию о режиме процесса сварки человек воспринимает визуально и оценивает длину дуги и косвенно ток. Переход к записи в приращениях исходных уравнений позволяет составить структурную схему линеаризованной системы.

Рассматриваемый контур стабилизации тока, включающий звенья $W_З$, W_4, $W_{РТ}$ и $K_Т$, можно настроить на требуемый оптимум по задающему воздействию ($I_{ЗАД}$).

Рассмотрим передаточную функцию структуры (рис. 3.13) от точки **a** до точки **b**. В общем случае она имеет вид

$$W_{ab}(p) = \frac{\beta / R_Д}{T_Э p + K}, \tag{3.34}$$

где K – коэффициент передачи звена W_{ab};

$T_Э$ – его постоянная времени.

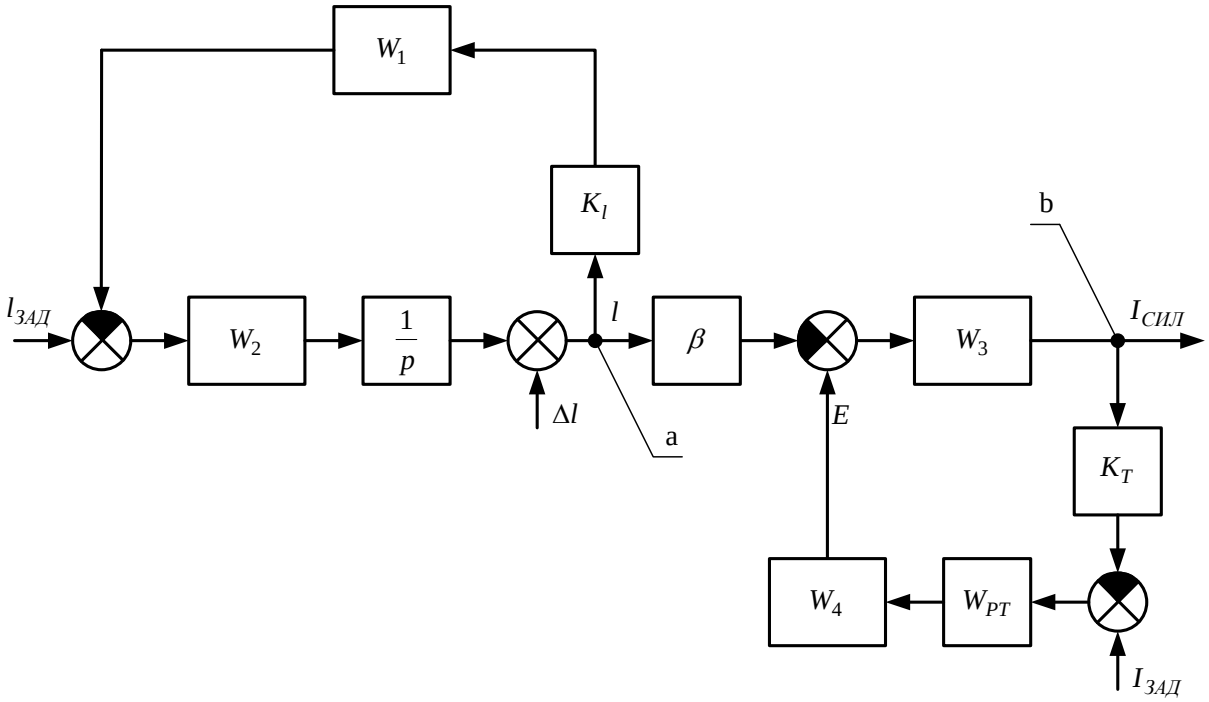


Рис. 3.13. Структурная схема линеаризованной системы

W_1, W_2 – передаточные функции, характеризующие оператора;

K_l – коэффициент обратной связи визуального восприятия;

W_3 – передаточная функция процесса электродуговой сварки;

W_4 – передаточная функция инвертора;

$W_{РТ}$ – передаточная функция регулятора тока;

K_T – коэффициент передачи датчика тока.

Конкретные значения этих величин могут быть заданы с помощью регулятора $W_{РТ}$. Упрощенная структурная схема линеаризованной системы примет такой вид (рис. 3.14).

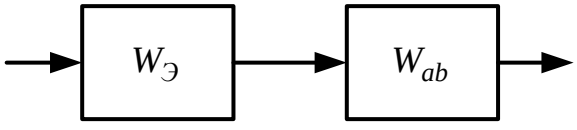


Рис. 3.14. Упрощенная структурная схема

Эквивалентная передаточная функция $W_Э$ имеет вид

$$W_Э(p) = \frac{1}{\tau p^2 + p + K_l}, \qquad (3.35)$$

где $\tau = T_1 + T_2$ – суммарная постоянная времени реакции оператора.

Передаточная функция системы с учетом (3.34, 3.35) описывается выражением

$$W(p) = \frac{\beta / R_Д}{(T_Э p + K)(\tau p^2 + p + K_l)}. \qquad (3.36)$$

В реальных системах кроме детерминированных сигналов всегда присутствуют сигналы, имеющие случайный характер. Особую важность приобретает изучение случайных сигналов при анализе систем с большими коэффициентами усиления. Одним из критериев качества можно считать уровень дисперсии выходного сигнала при воздействии на систему случайного процесса [97, 98, 118]. В рассматриваемом случае в качестве случайной составляющей выступает Δl – изменение длины дуги. Причинами этого могут быть неравномерности кромок свариваемых деталей, расход электрода, дрожание (вибрация) электрода. Проанализируем рассматриваемую структуру с точки зрения влияния случайного сигнала Δl. Передаточная функция системы для этого режима имеет вид:

$$W_{\Delta l}(p) = \frac{(\tau p^2 + p)\beta / R_Д}{\tau T_Э p^3 + (T_Э + \tau K)p^2 + (K_l T_Э + K)p + K_l K}. \qquad (3.37)$$

Будем считать, что помеха – центрированный случайный сигнал, типа «белый шум», т. е.

$$m = 0;\ S(\omega) = N, \text{ (3.18)} \qquad (3.38)$$

где m – математическое ожидание;

$S(\omega)$ – спектральная плотность.

Найдем дисперсию D_X выходной координаты, если на систему действует случайный сигнал Δl. Дисперсия выходного сигнала определяется по формуле [22, 26]:

$$D_X = \frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} \left|W_{ЗАМК}(j\omega)\right|^2 S(\omega)d\omega. \qquad (3.39)$$

Если входной сигнал определяется условиями (3.38), по выражению (3.39) получаем

$$D_X = \frac{N}{\pi} I_X, \qquad (3.40)$$

где I_X – табличное значение интеграла вида

$$I_X = \int_0^{\infty} \left| \frac{a_0 X^m + a_1 X^{m-1} ... a_m}{b_0 X^n + b_1 X^{n-1} ... b_n} \right|^2 dX . \qquad (3.41)$$

Будем рассматривать значение I_X, т. к. только оно определяет величину D_X.

Для исследуемой системы

$$I_X = \left(\frac{\beta}{R_Д}\right)^2 \frac{\tau K_l K + T_Э}{2T_Э\left[(K_l T_Э + K)(T_Э + \tau K) - K_l K \tau T_Э\right]}. \qquad (3.42)$$

Оценим возможность снижения (минимизации) I_X в зависимости от параметров передаточной функции. Для этого необходимо найти экстремум [105] функции I_X для соответствующих переменных по формуле

$$\frac{dI_X}{dX} = 0. \qquad (3.43)$$

Если условие (3.43) не выполнимо, то соответствующая функция монотонна (не имеет экстремума).

Условие $\frac{dI_X}{d\tau} = 0$ дает выражение

$$K_l T_Э + K_l K = K. \qquad (3.44)$$

При соблюдении условия (3.44) будет достигаться минимум дисперсии выходного сигнала при вариации параметра T_1.

Для остальных параметров функция I_X является монотонной – снижается с ростом K и $T_Э$.

Для достижения оптимального режима работы с участием конкретного оператора и автоматического снижения чувствительности к параметрическим возмущениям и, как следствие, снижения уровня дисперсии силового тока, применяется адаптивный регулятор.

В результате проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

– человек является звеном технологического процесса ручной электродуговой сварки, и его характеристики оказывают влияние на показатели сварки;

– возможно выполнить адаптацию сварочного инвертора за счет регулировки $T_Э$ и K под конкретного оператора, что позволит снизить дисперсию силового тока, что в свою очередь снизит число обрывов дуги и технологических коротких замыканий.

3.6. Синтез структуры вычислителя параметров случайного сигнала

Для работы адаптивного регулятора необходимо сформировать сигнал, характеризующий качественные показатели системы регулирования. Как отмечалось ранее, таким сигналом может быть параметр случайной составляющей силового тока (дисперсия). Поэтому необходимо синтезировать схему вычислителя дисперсии, рассчитать ее параметры и определить чувствительность и точность этого узла.

На первом этапе необходимо выделить переменную составляющую этого процесса. Для этого сигнал с датчика тока $U_{дт}$ подается на дифференцирующее звено. Физическая реализация возможна при условии, когда порядок числителя передаточной функции не будет превышать порядок ее знаменателя. Исходя из этого

$$W_д(p)=\frac{p}{T_д p+1}, \qquad (3.45)$$

где $T_д$ – постоянная времени дифференцирующего звена.

Значение T_∂ выбирается из условия обеспечения прохождения спектра случайного сигнала, связанного с работой оператора. Анализ показывает, что если принять условие $3T_\partial<\sigma$, то T_∂ <0,015-0,02 с.

На следующем этапе необходимо сформировать требуемый сигнал, характеризующий случайную составляющую. Возможны два варианта:

– сигнал $U_д$ с выхода дифференцирующего звена необходимо возвести в квадрат и в этом случае полученное напряжение будет пропорционально дисперсии $U_{дт}$;

– сигнал $U_д$ требуется выпрямить, при этом полученное напряжение будет пропорционально среднеквадратичному отклонению сигнала $U_{дт}$.

Второй вариант для построения системы предпочтительнее, т. к. сохраняется пропорциональная связь входного и выходного сигналов.

Полученный на втором этапе преобразования сигнал $U_{д2}$ для сглаживания пульсаций поступает на фильтр с передаточной функцией $W_ф(p)$

$$W_ф(p)=\frac{K_ф}{T_ф p+1}, \qquad (3.46)$$

где $T_ф$ – постоянная времени фильтра.

Постоянная $T_ф$ выбирается из следующих условий:

– необходимость фильтрации сигнала, исходя из этого $T_ф$ должна быть достаточно большой;

– время фильтрации (~ $3T_ф$) должно быть меньше интервала опроса $T_{оп}$ адаптивного звена.

Исходя из условий работы и частоты случайной составляющей процесса $T_{оп}$ составляет 2-3 с. Поэтому $T_ф=\frac{T_{оп}}{3}=0,7-1,3$ с.

На основании вышеизложенного была составлена модель вычислителя параметров случайного сигнала (рис. 3.15) и проведено его исследование.

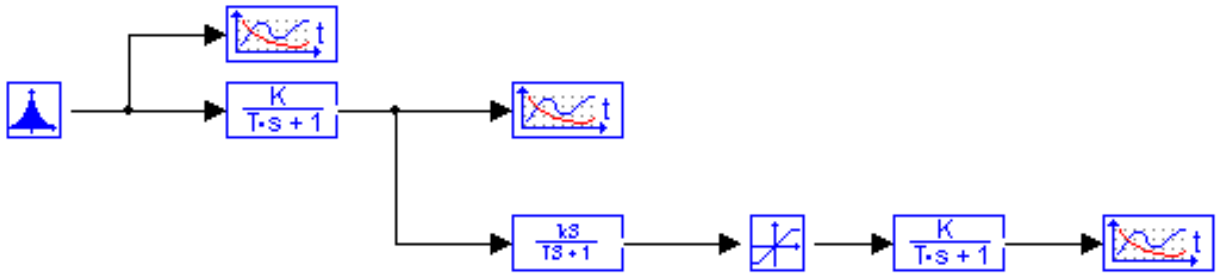


Рис. 3.15. Схема модели вычислителя параметров случайного сигнала

В целях исследования характеристик случайный сигнал «Белый шум» подавался на фильтр $W_ф(p)$, имитирующий характеристику оператора. Постоянная времени $T_ф$ в этом случае позволяет конкретизировать участника процесса. Сопоставление значений дисперсии входного сигнала D_1 и сигнала на выходе вычислителя U_{BD} (таблица 3.3) показывает пропорциональную связь между ними.

Аналоговая реализация вычислителя приведена на рис. 3.16.

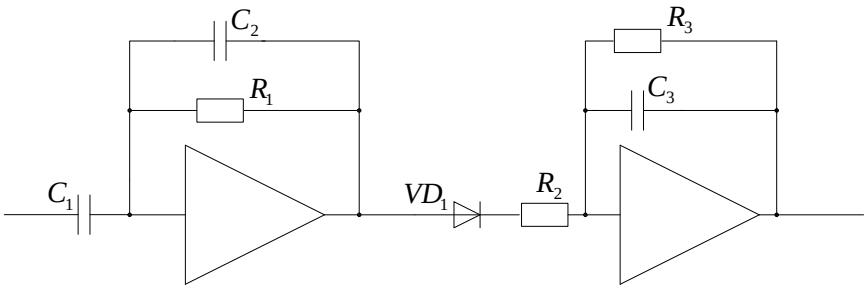


Рис. 3.16. Аналоговая реализация вычислителя

Элементы схемы выбираются из условий: $R_2 = R_3$; $C_2 R_1 = T_д$; $C_3 R_3 = T_ф$; $K_ф = \dfrac{R_2}{R_3}$; $R_1 C_1 = 1$.

Для анализа влияния параметров устройства на точность преобразований сигнала были проведены исследования для различных значений $T_ф$ и $T_д$, результаты которых приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3

$T_д$, с	0,01	0,01	0,01	0,02	0,005
$T_ф$, с	1,0	0,5	2,0	1,0	1,0
Δ, %	±1	±2,5	±2	±3	±0,6

Анализ полученных результатов позволяет сделать выводы:

– существует экстремум (минимум) функции $\Delta=f(T_ф)$, где Δ – погрешность вычислителя;

– функция $\Delta=f(T_д)$ монотонна и снижается с уменьшением $T_ф$.

3.7. Синтез структуры адаптивного регулятора, алгоритм работы, конструкция, методика настройки

Дисперсия случайного сигнала определяется по формуле [81, 117]:

$$D[X]=M[X^2]-(M[X])^2, \qquad (3.47)$$

где $M[X]=\int_{-\infty}^{\infty} xdF_x(x);\ x\in\Re$ - математическое ожидание.

Входным сигналом, необходимым для управления адаптивным регулятором, является уровень дисперсии тока, который можно оценить, используя следующую структуру.

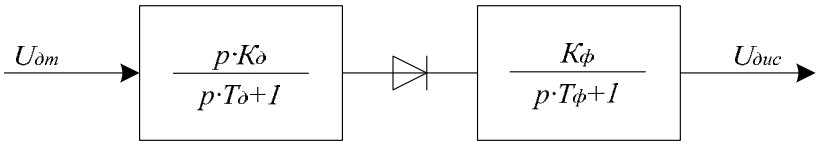


Рис. 3.17. Схема нахождения дисперсии (СКО) тока

$U_{дт}$ – напряжение датчика тока; $K_д$ – коэффициент передачи реального дифференцирующего звена; $T_д$ – постоянная времени реального дифференцирующего звена; $K_ф$ – коэффициент передачи фильтра; $T_ф$ – постоянная времени фильтра.

В соответствии с формулой дисперсии необходимо исключить постоянную составляющую во входном сигнале, что выполняется с помощью реального звена дифференцирования с параметрами $K_д$, $T_д$ [36]. На следующем этапе полученный переменный сигнал выпрямляется и сглаживается фильтром с параметрами $K_ф$, $T_ф$.

Сигнал с блока определения уровня дисперсии поступает на вход адаптивного регулятора (рис. 3.18). Адаптивный регулятор состоит из следующих элементов: звена выборки-хранения, запоминающего уровень входного сигнала дисперсии, схемы запуска, генератора тактовых импульсов, компаратора, реверсивного счетчика, делителя и двух сумматоров. При отсутствии $I_д$ сигнал $U_{дис}$=0 и схема запуска удерживает адаптивный регулятор в состоянии T_1=T_{10}, T_2=T_{20}, где T_{10} и T_{20} начальные значения постоянных времени регулятора, заданные в середине диапазона регулирования, что позволяет изменять их в сторону уменьшения или увеличения. При появлении тока $I_д$ сигнал $U_{дис}$>0, срабатывает схема запуска, которая включает в работу генератор тактовых импульсов. Звено выборки хранения обеспечивает временную задержку сигнала, поэтому на вход компаратора поступают дисперсии текущего (b) и предшествующего (a) такта. На выходе компаратора формируются два сигнала, условно (+) и (–) в зависимости от соотношения дисперсий на контролируемых тактах. Это позволяет управлять реверсивным счетчиком [89].

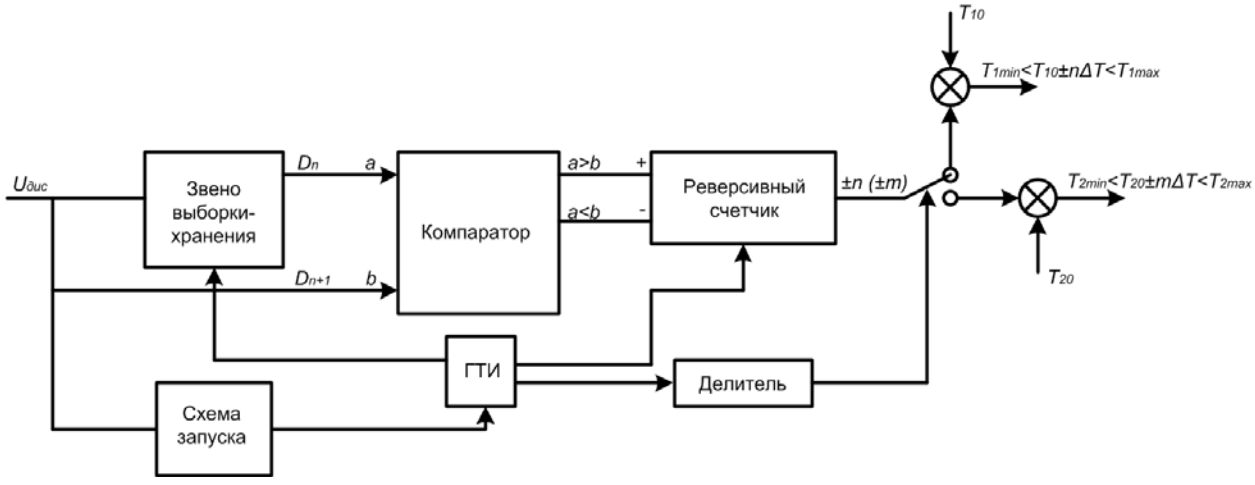


Рис. 3.18. Схема адаптивного регулятора тока

Выход счетчика коммутируется сигналом делителя импульсов. Поэтому первые n тактов реверсивного счетчика управляют изменением (настройкой) постоянной времени T_1, последующие m тактов – настройкой постоянной времени T_2. Затем цикл повторяется. Это позволяет выполнить (реализовать) непрерывную адаптивную схемы по текущим значениям дисперсии. Алгоритм работы адаптивного регулятора представлен на рис. 3.19.

Данный алгоритм может быть реализован при помощи микроконтроллера ATmega8535.

ATmega8535 является КМОП 8-битным микроконтроллером, построенным на расширенной AVR RISC архитектуре. Используя команды, исполняемые за один машинный такт, контроллер достигает производительности в 1 MIPS на рабочей частоте 1 МГц, что позволяет разработчику эффективно оптимизировать потребление энергии за счет выбора оптимальной производительности.

AVR ядро сочетает расширенный набор команд с 32 рабочими регистрами общего назначения. Все 32 регистра соединены с арифметико-логическим устройством (АЛУ), что обеспечивает доступ к двум независимым регистрам на время исполнения команды за один машинный такт. Благодаря выбранной архитектуре достигнута наивысшая скорость кода и соответственно высокая производительность, в 10 раз превосходящая скорость соответствующего CISC микроконтроллера.

На рис. 3.20 приведена принципиальная схема адаптивного регулятора, выполненного на микроконтроллере ATmega8535. На вход (40) микроконтроллера поступает сигнал с датчика тока дуги, на вход (39) поступает сигнал задания тока с сопротивления R_6. После вычисления адаптации сигналы поступают на порт B (1-8) и порт C (22-29).

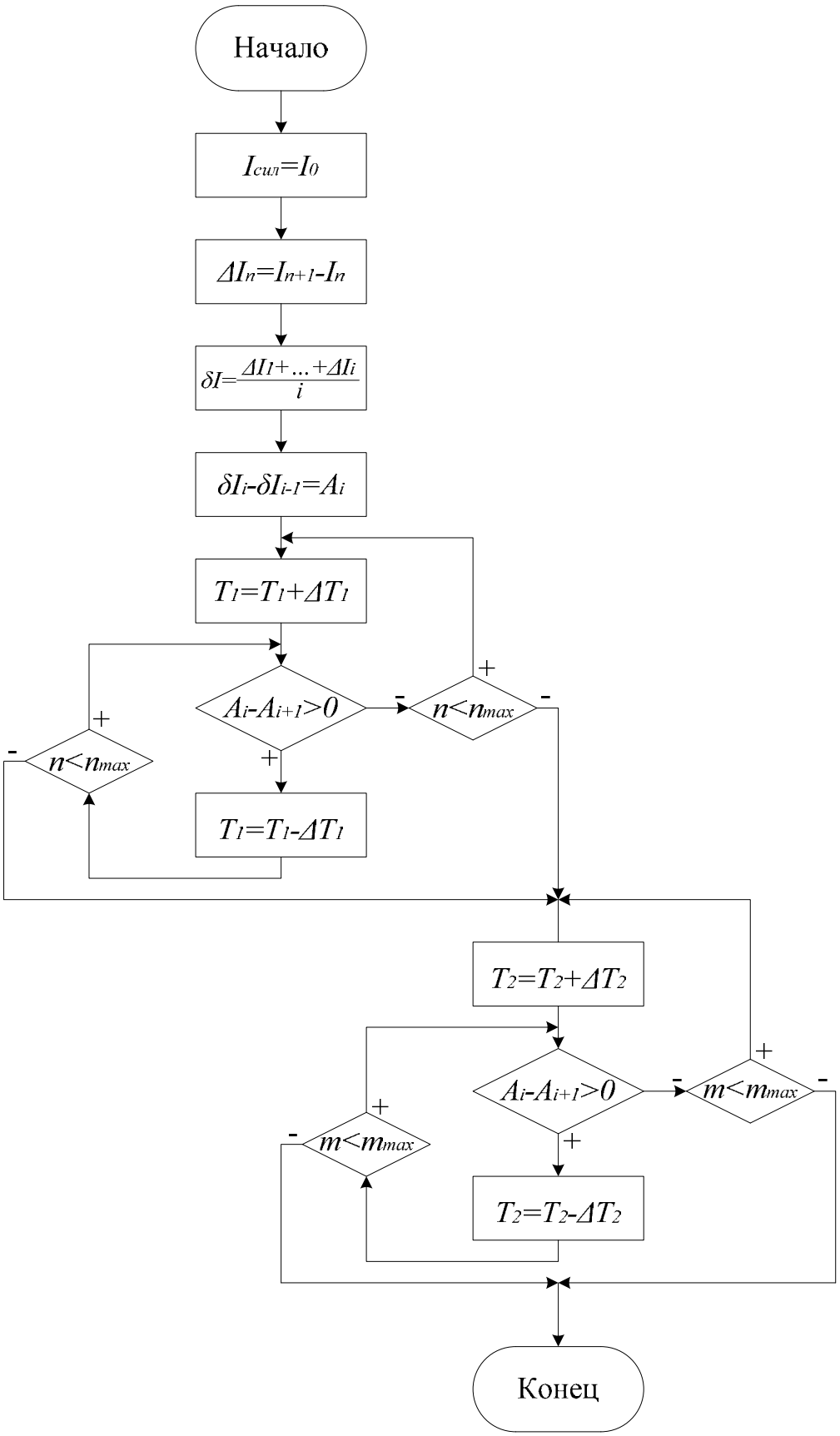


Рис. 3.19. Алгоритм снижения уровня дисперсии

Контроллер обеспечивает адаптацию по двум параметрам, поэтому используется два порта. С портов B и C сигналы поступают на ЦАП1 и ЦАП2. аналоговые сигналы с них поступают через R_1 и R_2 на вход сумматора, выполненного на операционном усилителе. С помощью R_3 и R_5 обеспечивается балансировка схемы. Сопротивления R_4 обеспечивают фильтрацию пульсаций при работе ЦАП.

Разработанная программа оптимизации предназначена для вычисления сигнала оптимизации в контуре поиска экстремума (минимума) дисперсии сварочного тока [104]. Она содержит следующие модули:

– вычислителя текущего значения дисперсии (МВТД);

– управления поиском экстремума (МУП);

– настройки управляемого параметра (МНП);

– изменение управляемого параметра (МИП).

МВТД определяет текущее значение дисперсии. Сигнал с датчика сварочного тока поступает на АЦП. В процессе вычисления определяется его производная с последующим усреднением за интервал времени вычисления. Полученное значение запоминается, и цикл вычисления повторяется. В МУП сравниваются значения сигналов двух тактов работы МВТД. Если новое значение дисперсии выше предшествующего, то формируется сигнал «1», если ниже, то «0». МНП изменяет управляемый параметр в сторону увеличения или уменьшения в зависимости от сигналов поступающих с МУП. Настройка одного параметра проходит в пределах десяти тактов. После этого МИП изменяет настраиваемый параметр на другой, и следующие десять тактов происходит его настройка. За тем МИП возвращает схему к настройке предыдущего параметра и так далее.

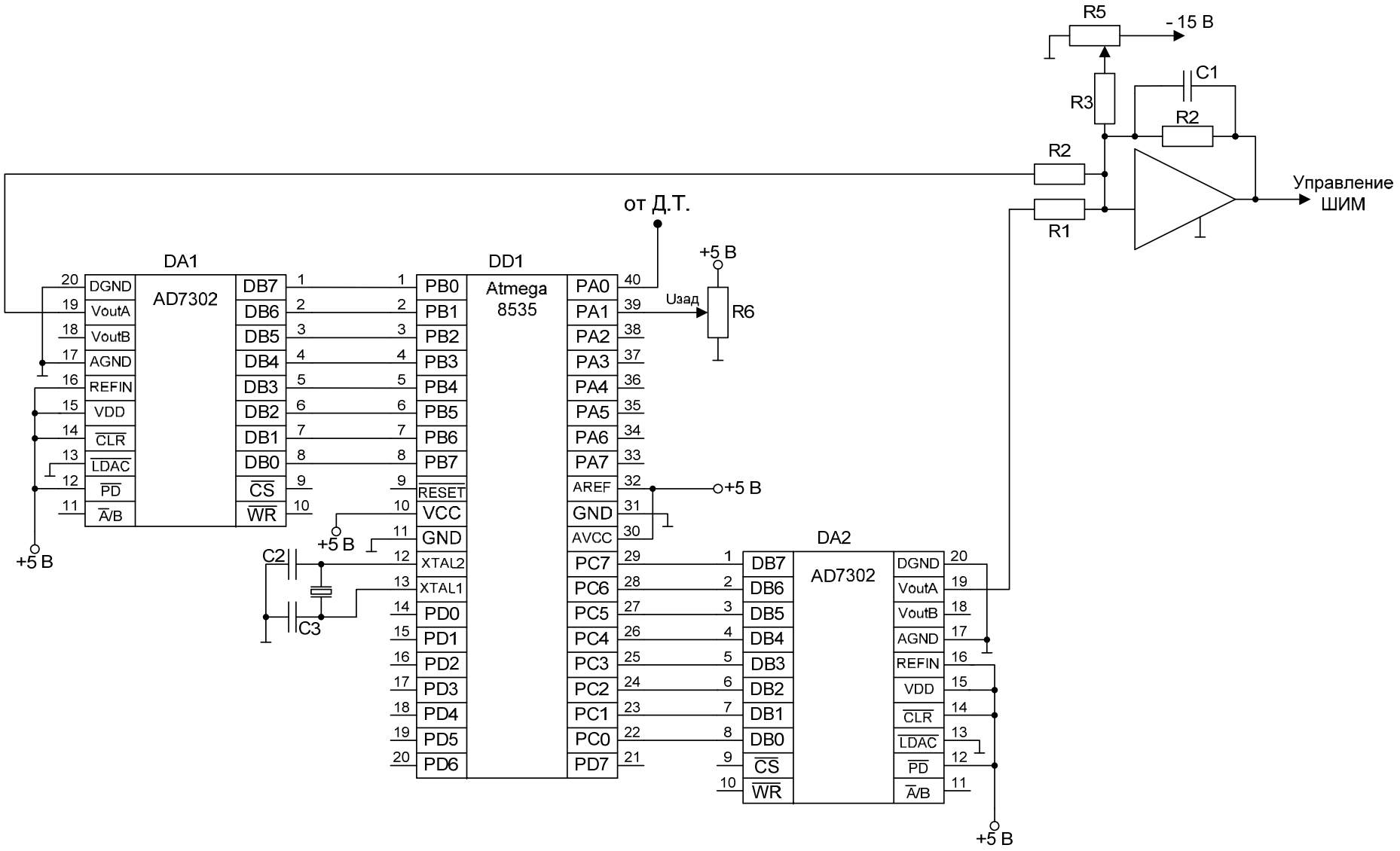


Рис. 3.20. Принципиальная схема адаптивного регулятора

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОМ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

4.1. Разработка и испытание блока управления электрогидравлическим приводом перемещения электрода

В настоящее время для управления электрогидравлическим приводом используются системы управления как отечественного, так и зарубежного производства. Наиболее распространенным является схемотехническое решение на основе широтно-импульсного модулятора, который в зависимости от сигнала управления формирует ШИМ-сигналы, определяющие управление электрогидравлическим приводом. Современные исследования систем автоматического управления электрогидравлическим приводом заключаются в поиске новых схемотехнических решений и алгоритмов формирования сигналов управления с целью повышения качества динамических характеристик привода. Перспективными являются исследования в области разработки схем и алгоритмов работы систем управления электрогидравлическим приводом, обеспечивающих расширение диапазона регулирования и снижение неравномерности движения электрогидравлического привода.

В процессе исследований был разработан микроконтроллерный блок управления ЭГП, принципиальная схема и внешний вид которого представлены на рис. 4.1 и 4.2 соответственно.

Основным элементом блока управления является микроконтроллер, который в соответствии с заданным законом формирует на своих выходах два ШИМ-сигнала, которые усиливаются промежуточным усилителем и поступают на управление гидроцилиндром.

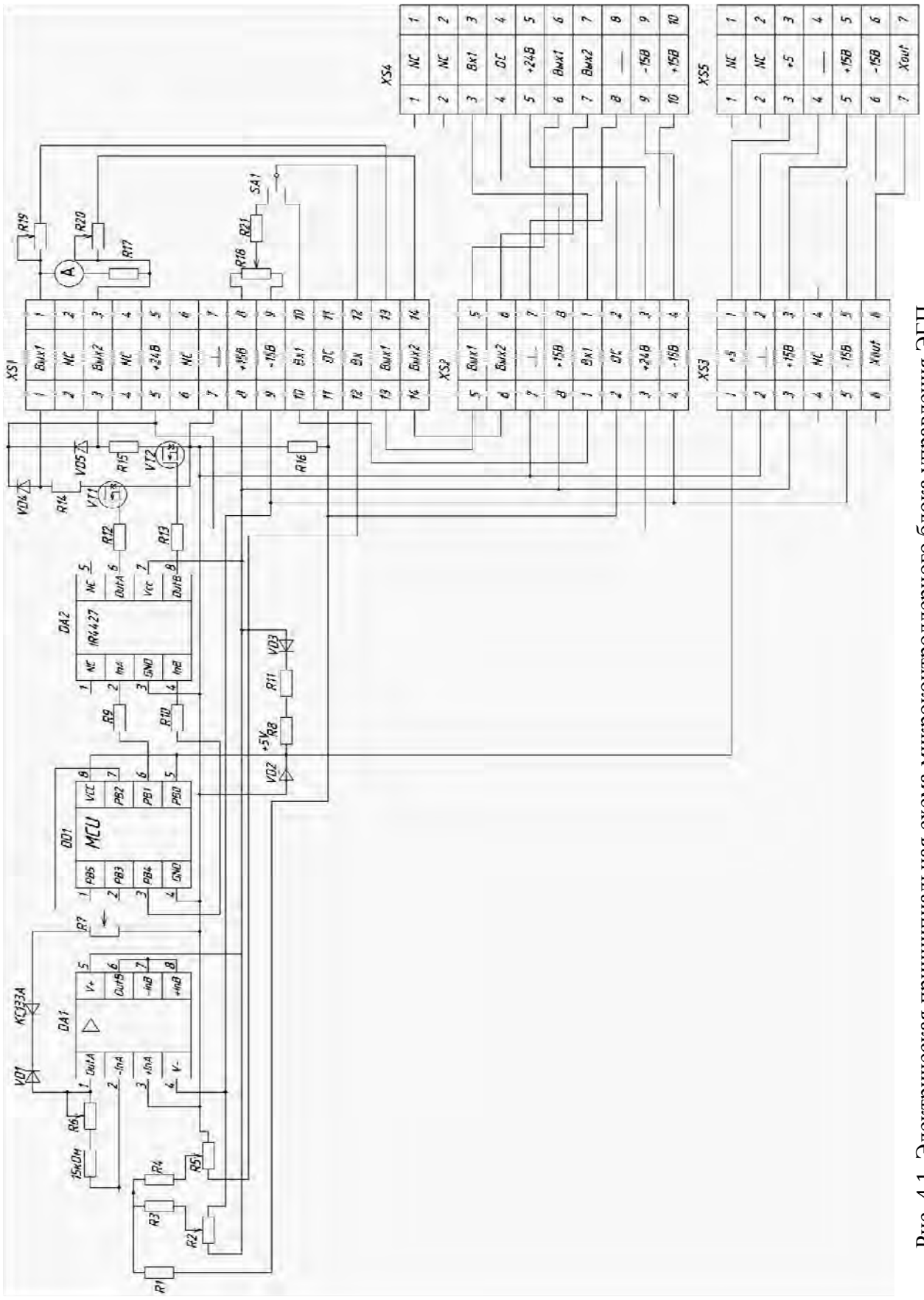


Рис. 4.1. Электрическая принципиальная схема микроконтроллерного блока управления ЭГП

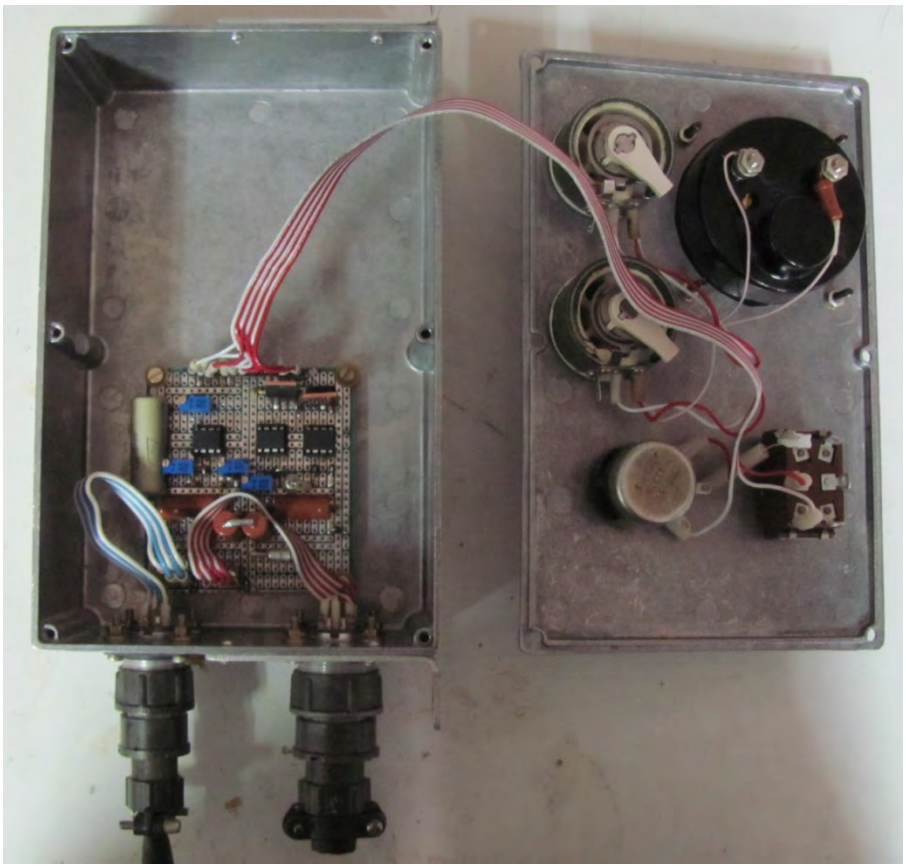


Рис. 4.2. Внешний вид микроконтроллерного блока управления электрогидравлическим приводом перемещения электрода

Токовый сигнал с датчика Холла поступает на контакт 2 разъема XS2. При этом на сопротивлении R19 будет напряжение, пропорциональное поступившему токовому сигналу. Напряжение с R19 через R2 поступает на инверсный вход операционного усилителя DA1. Аналогично сигнал с датчика скорости поступает на контакт 6 разъема XS3. На сопротивлении R17 будет напряжение, пропорциональное сигналу датчика. Это напряжение поступает через R1 на инверсный вход DA1. На этот же вход через R3 поступает задающее напряжение. Если переключатель SA1 коммутирует цепь контакта 10 разъема XS1, то на вход операционного усилителя DA1 подается запрограммированное задающее напряжение с управляющего контроллера и осуществляется работа в автоматическом режиме. Если переключатель SA1 коммутирует R23, то на вход операционного усилителя DA1 поступает напряжение,

определяемое положением движка потенциометра R20, и осуществляется ручное управление гидроприводом. ШИМ сигнал с контроллера через драйвер DA2 управляет транзисторами VT1 и VT2, сигнал с которых поступает в обмотки управления гидрораспределителя. Для контроля режима между выходами включен вольтметр V.

Для микроконтроллера управления гидроцилиндрами была разработана программа. Она предназначена для управления пропорциональными гидроцилиндрами с помощью цифровой системы управления, работающей по двум каналам в замкнутой системе и учитывающей нелинейные характеристики объекта управления. Программа предназначена для микроконтроллеров ATMEL AVR, но может быть легко адаптирована для другой аппаратной платформы. Программа основана на способе широтно-импульсного управления объектом с возможностью настройки регулятора в контуре управления с учетом конкретных параметров системы.

Разработанный блок управления ЭГП прошел заводские испытания на предприятии ОАО «Гидроаппарат», г. Ульяновск. При проведении испытаний снимались зависимости расхода жидкости через гидрораспределитель от тока электромагнита. На рис. 4.3 показаны соответствующие характеристики: 1 – для штатного блока, 2 – для разработанного блока. Видно, что на рабочем участке характеристики разработанного блока (0,2-0,3А) отсутствует неоднозначность (гистерезис).

Минимальная скорость движения штока гидроцилиндра с разработанным блоком управления составила 33 мм/мин. Проводились измерения неравномерности движения ЭГП на минимальной скорости. Во время этих испытаний использовался датчик с чувствительностью 10В/g. Неравномерность движения определяется по осциллограмме рис. 4.4.

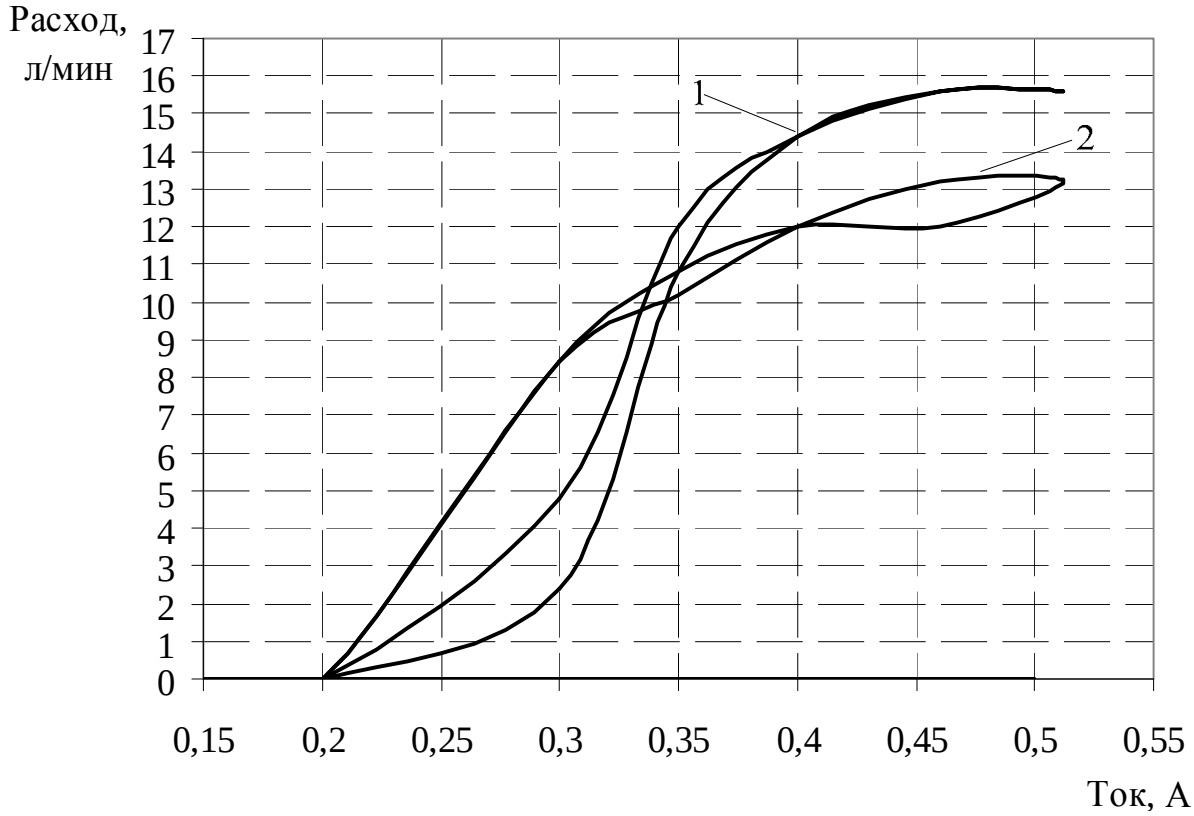
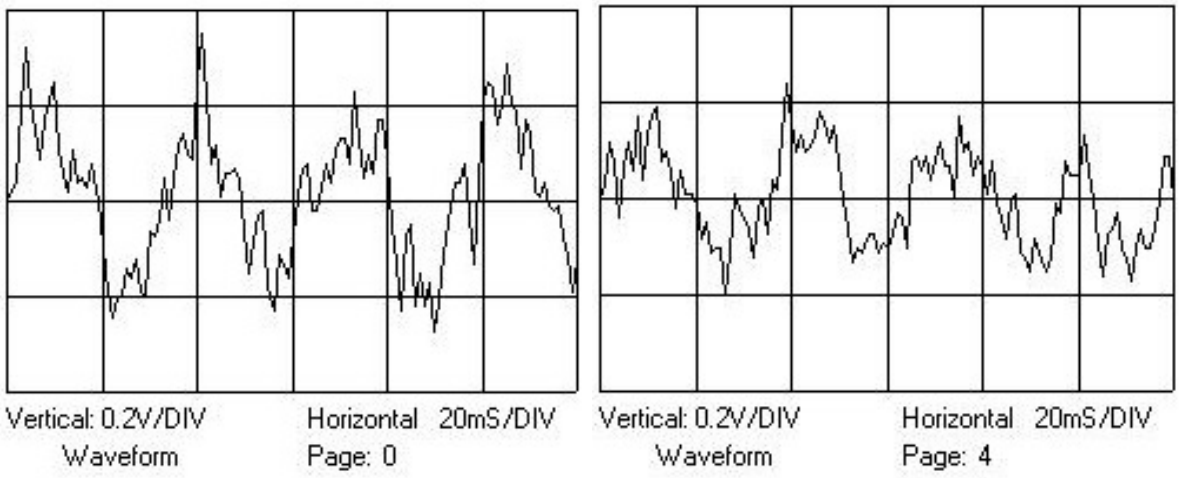


Рис. 4.3. Характеристика расхода жидкости от тока управления гидрораспределителя



а б

Рис. 4.4. График неравномерности движения ЭГП на минимальной скорости:
а – штатный блок; б – разработанный блок

Амплитуда колебаний $A_g \approx 0{,}02g$, частота колебаний $f \approx 70Гц$.

Датчик измеряет ускорение (g), поэтому связь с неравномерностью движения (ΔV) определяется выражением $\Delta V = \frac{A_g}{2\pi f} 1000 \cdot 60 \left[\frac{мм}{мин} \right] \approx 2{,}7 \frac{мм}{мин}$.

Неравномерность движения на минимальной скорости составит $\frac{\Delta V}{V} \approx 8\%$.

Неравномерность движения в случае использования штатного блока управления посчитанная по аналогичной методике составила 16%.

4.2. Исследование датчика скорости перемещения электрода

Для реализации обратной связи по скорости в системе управления током ДСППТ был разработан и изготовлен датчика скорости перемещения электрода. Принципиальная схема и внешний вид датчика представлены на рис. 4.5 и 4.6 соответственно.

Датчик скорости выполнен на базе микросхемы датчика ускорения DA1. Корпус датчика размещается на подвижных частях гидропривода перемещения электрода и должен быть строго ориентирован, чтобы ось движения электрода совпадала с рабочей осью датчика DA1. Сигнал с датчика через фильтр C2R1 через сопротивление R2 поступает на вход мощного операционного усилителя DA2. Сигнал датчика DA1 маломощный, поэтому необходимо его усиление. На операционном усилителе DA2 собрано апериодическое звено (R3C3) с большой постоянной времени. На выходе DA2 будет сигнал, соответствующий скорости перемещения электрода.

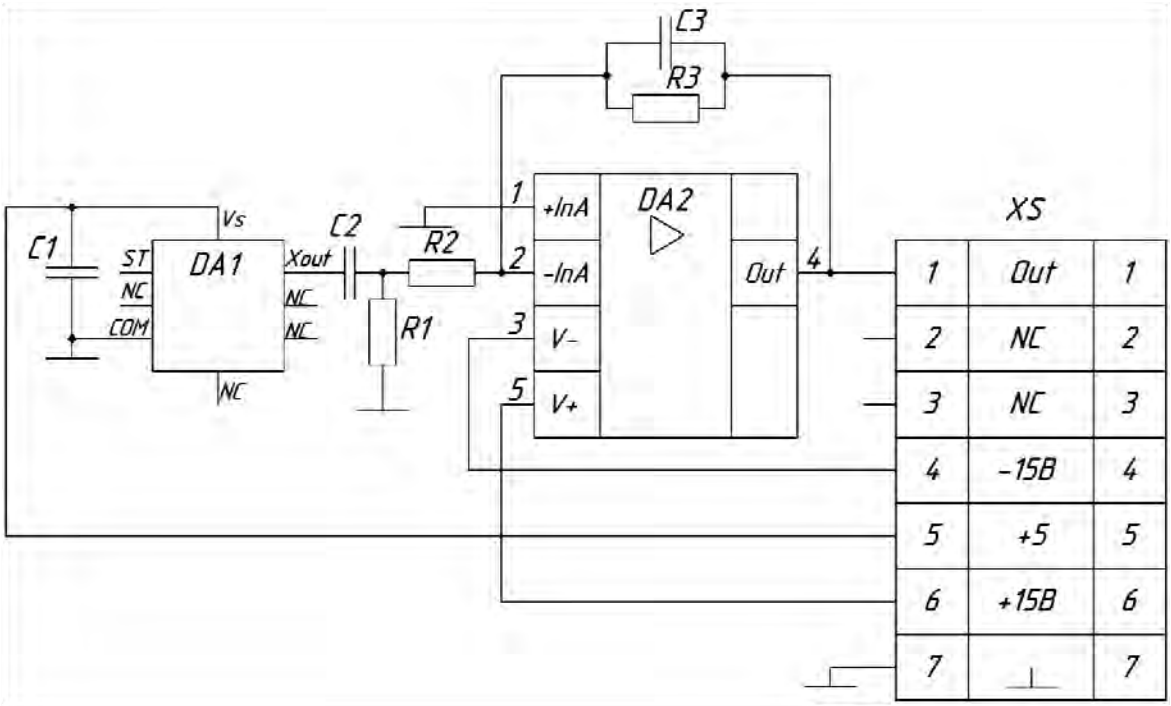


Рис. 4.5. Схема электрическая принципиальная датчика скорости перемещения электрода

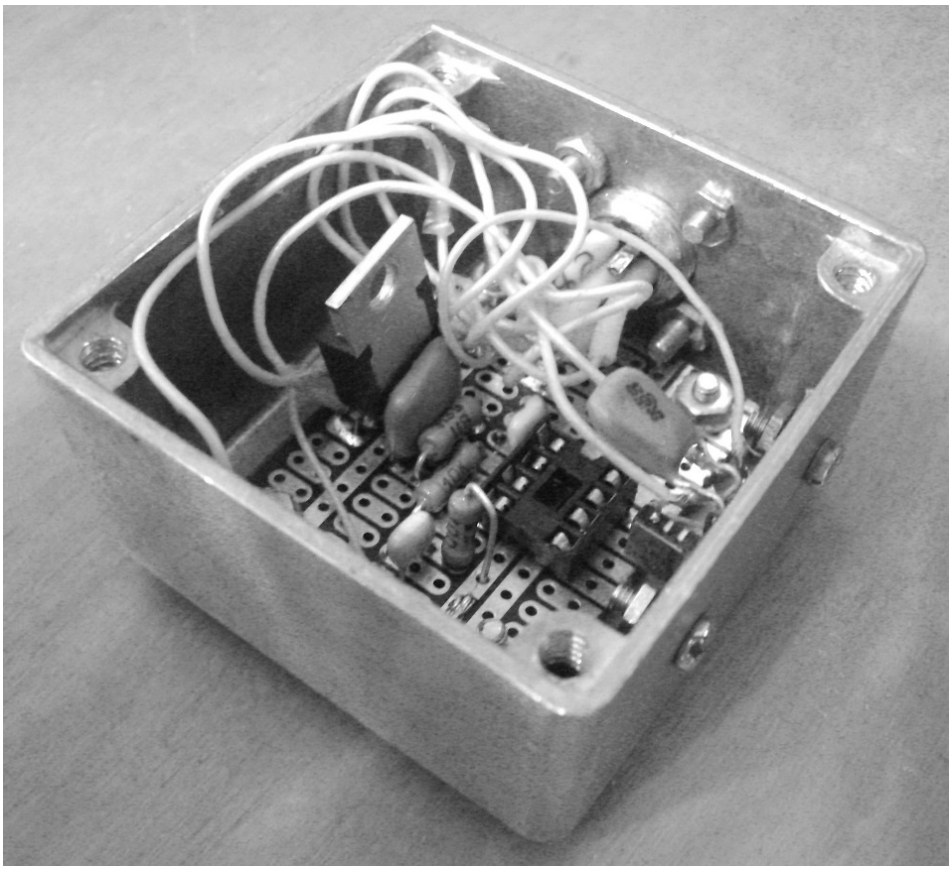


Рис. 4.6. Внешний вид датчика скорости перемещения электрода

4.3. Экспериментальные исследования системы управления током ДСППТ в различных режимах

Система управления ДСППТ предназначена для комплексной автоматизации объекта, который содержит несколько систем управления, связанных одним технологическим процессом. Эти системы можно разделить на управляемые и неуправляемые (контролируемые). Управляемые системы: подъем – опускание свода, наклон пода, перемещение электрода. Неуправляемые системы: системы охлаждения и контроля температуры, привод насоса гидросистемы. Разработанная система управления на базе промышленного контроллера ICP DAS I-8837-G позволяет согласовать работу всех перечисленных систем, повысить надежность. Структурная схема системы управления приведена на рис. 4.7.

Наиболее ответственным узлом является электрогидропривод перемещения электрода. Сигнал задания тока формируется в промышленном контроллере по команде с пульта управления и поступает на вход системы управления приводом. С датчика Холла туда же поступает сигнал обратной связи по току. Возможность формирования сигнала задания на контроллере позволяет обеспечить безударное зажигание дуги.

В исследуемой ДСППТ регулирование тока обеспечивается перемещением электрода.

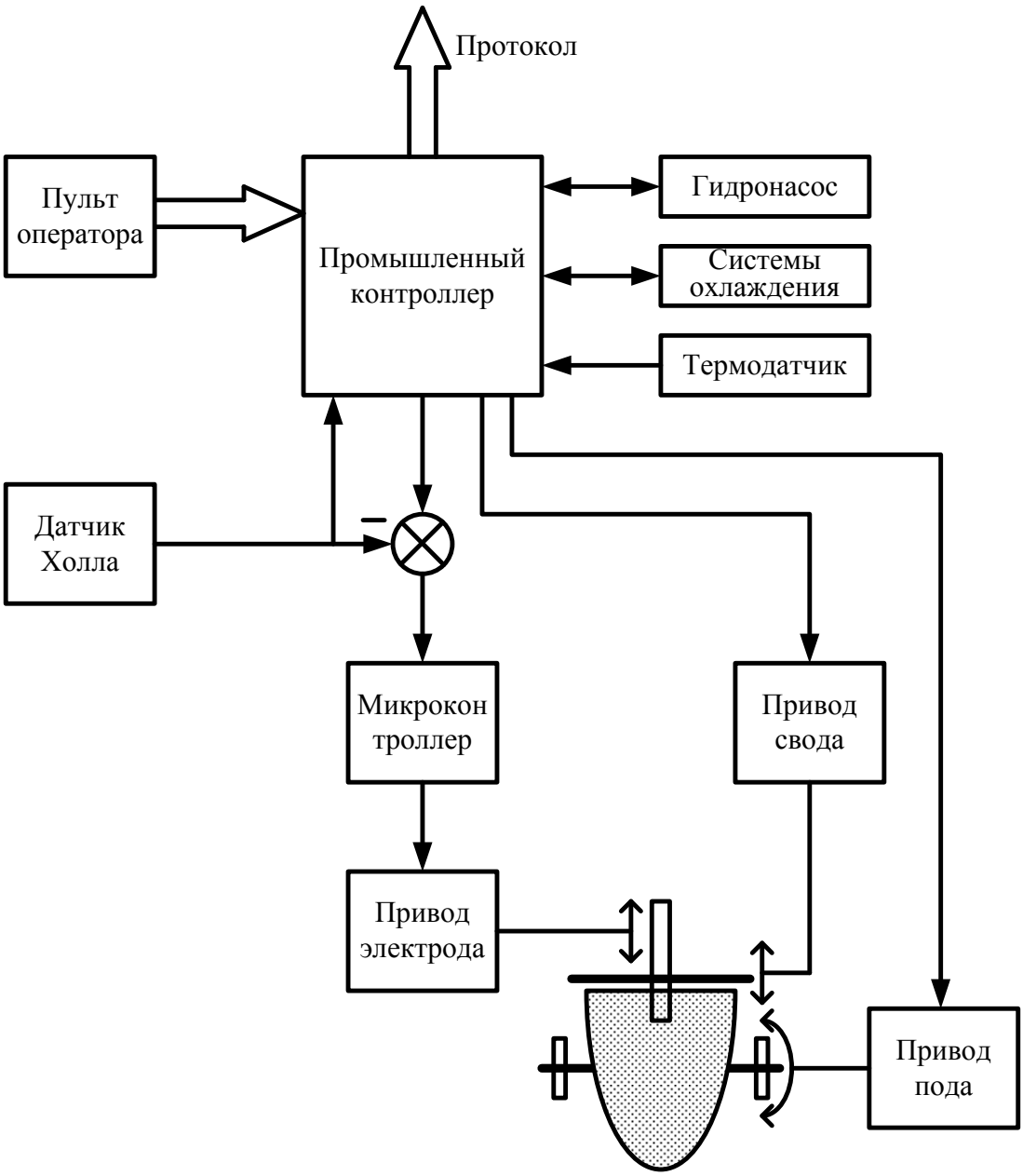


Рис. 4.7. Структурная схема автоматизированной системы управления ДСППТ

Управление электродуговой печью осуществляется трехуровневой системой, представленной на рис. 4.8. Здесь: I_r – задаваемый ток дуги; S – строб, передающий регулятору управление электродом; I_a – измеренный ток дуги.

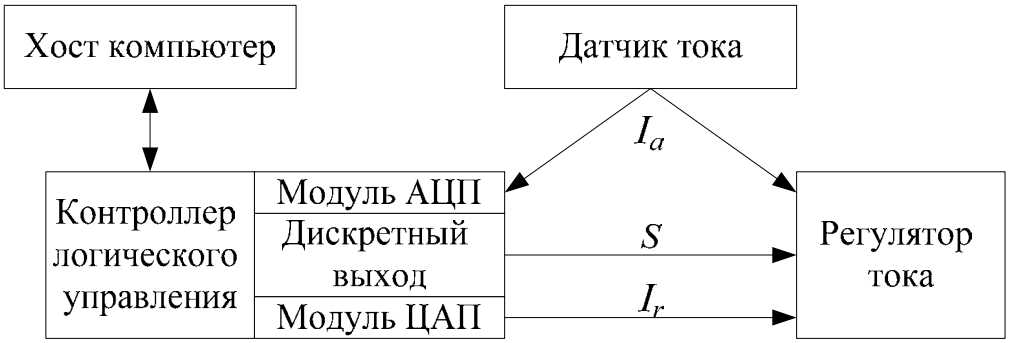


Рис. 4.8. Блок-схема системы управления электродуговой печью

На первом уровне находится хост-компьютер, программа которого позволяет технологам конфигурировать систему управления и следить за процессом плавки, а также накапливать протоколы процессов управления с целью анализа и совершенствования технологических процессов.

На втором уровне находится контроллер логического управления (КЛУ), который выполняет мониторинг состояний подсистем электродуговой печи, отрабатывает команды, подаваемые с пульта управления, вырабатывает сигналы управления регулятором тока, формирует протоколы процессов управления и плавки. КЛУ связан с хост-компьютером интерфейсом Ethernet с пропускной способностью 10 Мбит/с.

Третий – оперативный уровень управления обеспечивает регулятор тока. Разделение функций управления собственно плавкой металла между программой логического управления и регулятором организовано следующим образом.

Программа логического управления плавкой, исполняемая в КЛУ, в начале своей работы выполняет функции контроля и управления обеспечивающих систем (энергосистема, гидростанция, система охлаждения). После вывода параметров функционирования этих систем в допустимые диапазоны значений программа управления инициализирует вывод электрода, свода и пода в исходное положение. Если исходное положение достигнуто, то программа управления оказывается в состоянии готовности начать плавку.

Программа отслеживает нажатие кнопки «Пуск» пульта управления и, обнаружив соответствующий сигнал, организует опускание свода (закрытие крышки пода), после чего входит в состоянии программного управления процессом плавки.

В этом состоянии регулятор играет роль следящей системы управления, а программа логического управления обеспечивает формирование сигнала I_r, задающего ток регулирования в соответствии с расписанием. Расписание токов регулирования задается с точностью до секунды. Программа для текущей позиции расписания отслеживает завершение отрезка времени действия текущего значения I_r и в момент смены позиции расписания выводит новое значение тока в модуль ЦАП контроллера. В состоянии программного управления процессом плавки программа КЛУ выполняет мониторинг всех обеспечивающих систем, а также отслеживает состояние кнопки «Стоп» и ситуацию, когда требуется менять электрод. При нажатии кнопки «Стоп» или возникновении потребности сменить электрод КЛУ снимает строб S и выводит электрод из печи. Строб S снимается также в любой аварийной ситуации, порожденной отказом обеспечивающих систем.

Использована программа, которая позволяет выполнять измерение и протоколирование тока дуги I_a. Ограниченная пропускная способность канала связи «Хост-компьютер – КЛУ» и СУБД PostgreSQL, используемой на хост-компьютере, а также особенности протокола Ethernet заставляют, во-первых, буферизовать все протокольные сообщения в кольцевом буфере, а во-вторых, ограничивать частоту съема данных с датчика Холла. Одна протокольная запись формируется один раз в 128 миллисекунд. Для ее формирования используется усреднение результатов нескольких измерений с целью фильтрации высокочастотной составляющей тока дуги.

Коэффициент передачи измерительного канала тока дуги и настройки соответствующего АЦП выбраны таким образом, чтобы в диапазоне допустимых входных значений АЦП был представлен ток

до 5,4 кА, что позволяет фиксировать выбросы тока, возникающие при технологических коротких замыканиях.

Конструктивно система управления ДСППТ содержит шкаф управления (рис. 4.9), пульт управления (рис. 4.10) и блок управления электрогидравлическим приводом (рис. 4.2).

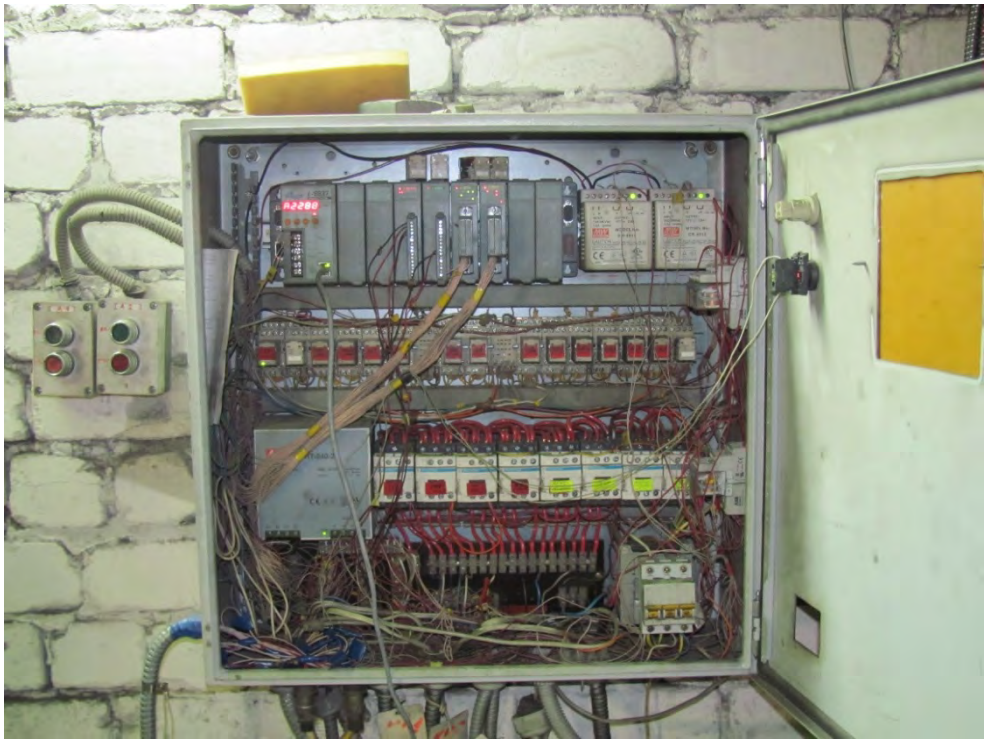


Рис. 4.9. Внешний вид шкафа управления

Рис. 4.10. Внешний вид пульта управления

4.4. Обработка экспериментальных данных

Полученные в ходе экспериментальных исследований данные протоколов тока обрабатывались с помощью программ MS Excel 2003 и StatPlus 2009. В таблицу 4.1 сведены основные параметры описательной статистики, полученные с помощью программы StatPlus 2009.

Таблица 4.1

Статистическая обработка протоколов тока

№ рис. / параметр	4.11	4.13	4.15	4.17	4.19	4.21
Число элементов ряда, X_0	9967	14734	13610	8158	6857	7133
Среднее, X_1	$1{,}76\cdot10^3$	$1{,}80\cdot10^3$	$1{,}79\cdot10^3$	$1{,}89\cdot10^3$	$1{,}89\cdot10^3$	$1.91\cdot10^3$
Дисперсия, X_2	$1{,}34\cdot10^6$	$0{,}99\cdot10^6$	$1{,}06\cdot10^6$	$0{,}87\cdot10^6$	$0{,}47\cdot10^6$	$0{,}81\cdot10^6$
Стандартное отклонение, X_3	$1{,}16\cdot10^3$	$0{,}99\cdot10^3$	$1{,}03\cdot10^3$	$0{,}93\cdot10^3$	$0{,}69\cdot10^3$	$0{,}90\cdot10^3$
Среднее геометрическое, X_4	$1{,}04\cdot10^3$	$1{,}23\cdot10^3$	$1{,}24\cdot10^3$	$1{,}43\cdot10^3$	$1{,}46\cdot10^3$	$1{,}47\cdot10^3$
Среднее гармоническое X_5	218	275	401	528	217	536

По полученным протоколам токов были построены соответствующие диаграммы и графики распределения токов. Для каждого протокола тока соответствующие диаграммы и графики распределения приводятся попарно. На рис. 4.11, 4.13, 4.15 приведены диаграммы токов плавки в одноконтурной системе. По ним построены графики распределения тока (рис. 4.12, 4.14 и 4.16 соответственно). Для системы с упреждающей коррекцией диаграммы токов – рис. 4.17, 4.19, 4.21, графики распределений тока – рис. 4.18, 4.20, 4.22.

Анализ процессов и статистических данных, приведенных в таблице 4.1, позволяет оценить эффективность работы системы

управления по условию близости среднего геометрического значения (X_4) к среднему (X_1). Если сумма среднего геометрического (X_4) и среднего гармонического существенно ниже среднего (X_1), то система работает неудовлетворительно.

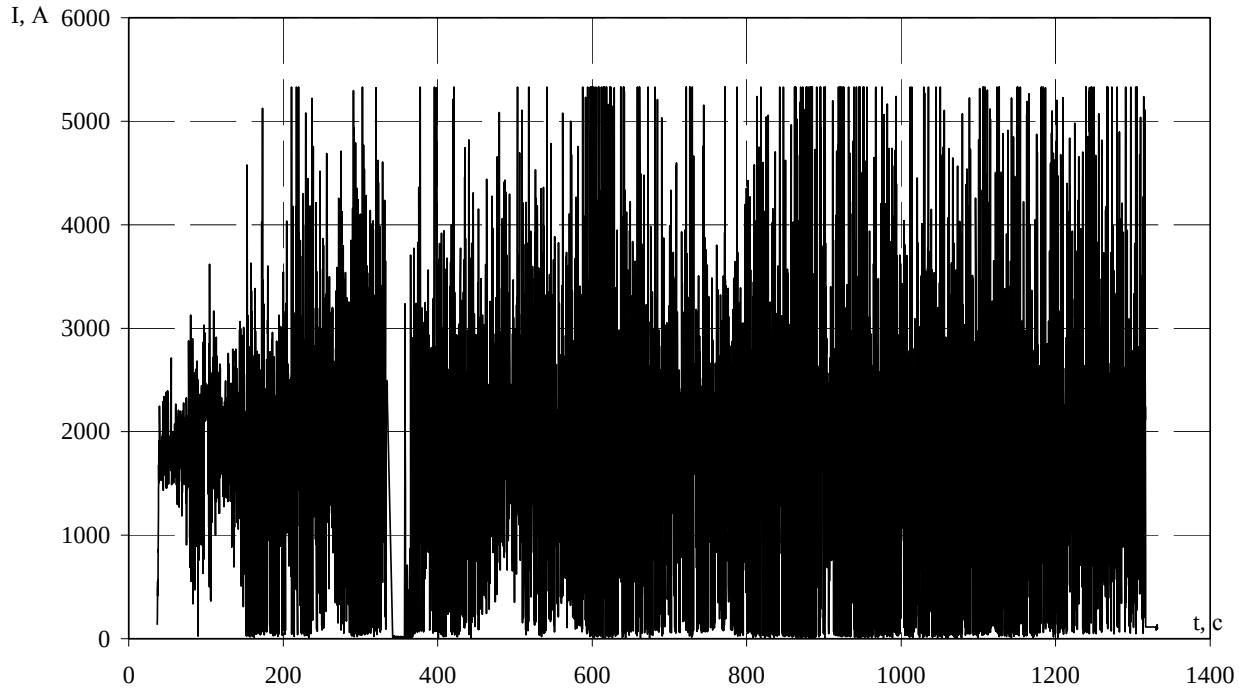


Рис. 4.11. Диаграмма тока дуги в одноконтурной системе №1

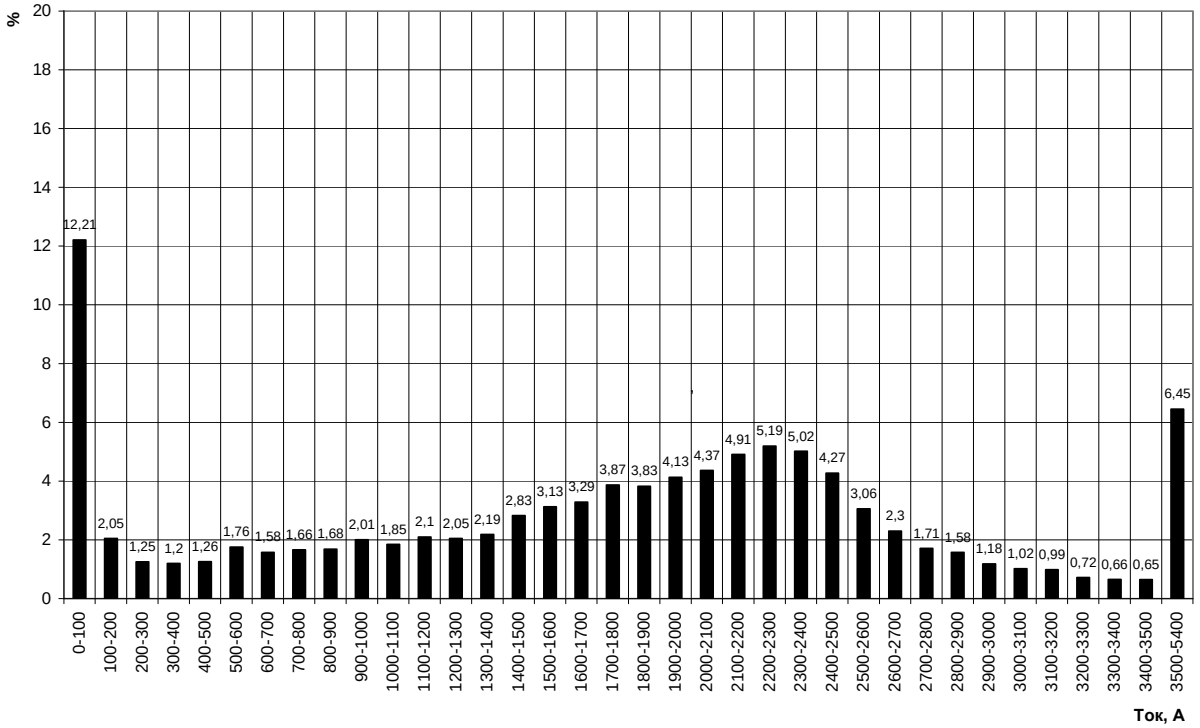


Рис. 4.12. График распределения тока дуги в одноконтурной системе №1

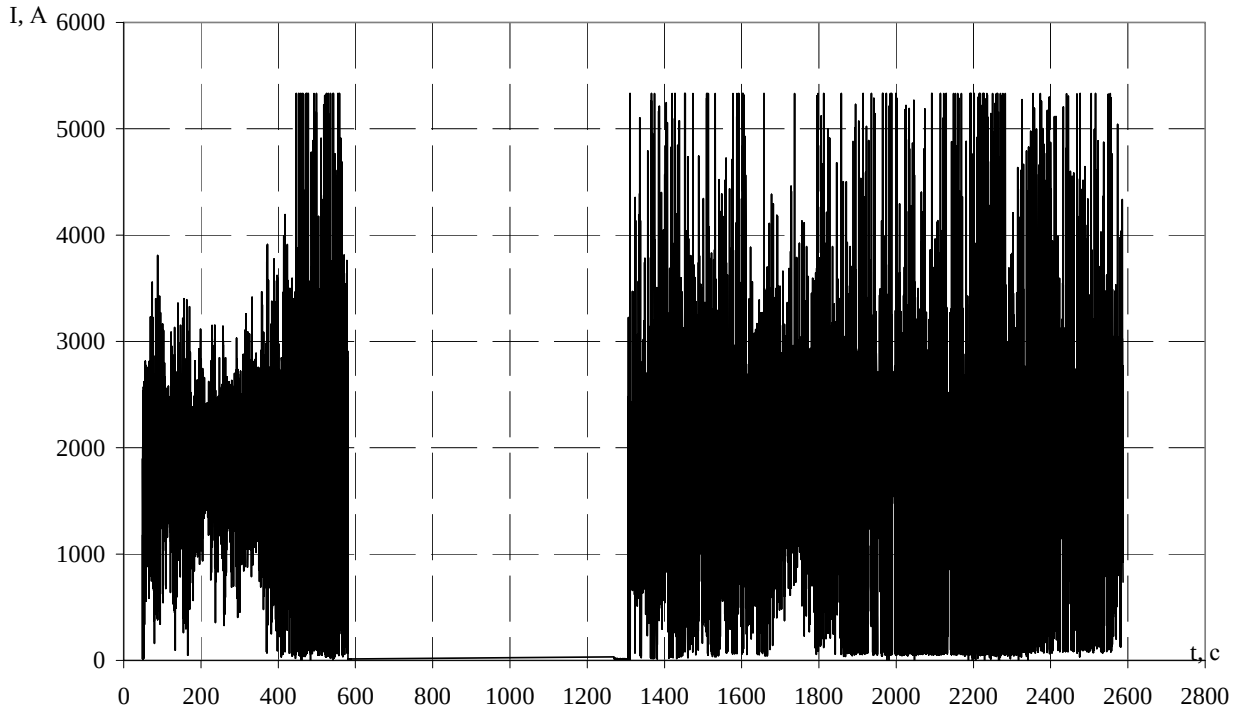


Рис. 4.13. Диаграмма тока дуги
в одноконтурной системе №2

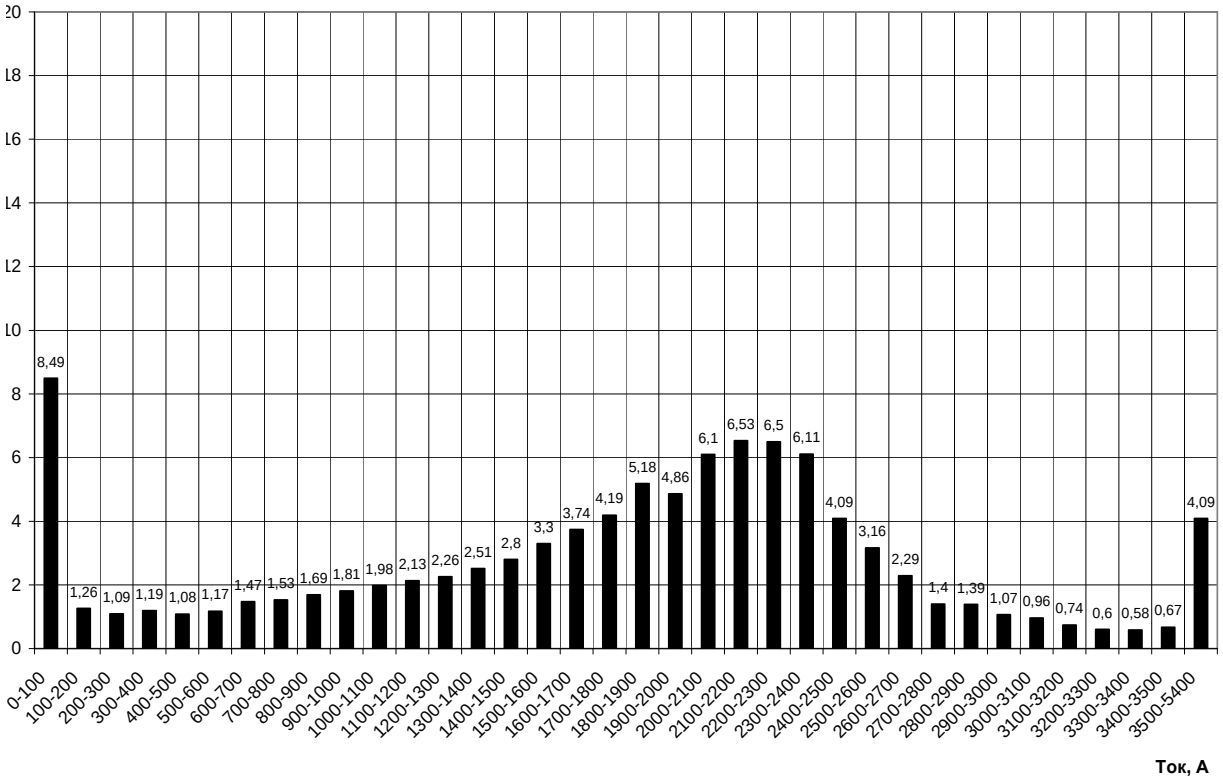


Рис. 4.14. График распределения тока дуги
в одноконтурной системе №2

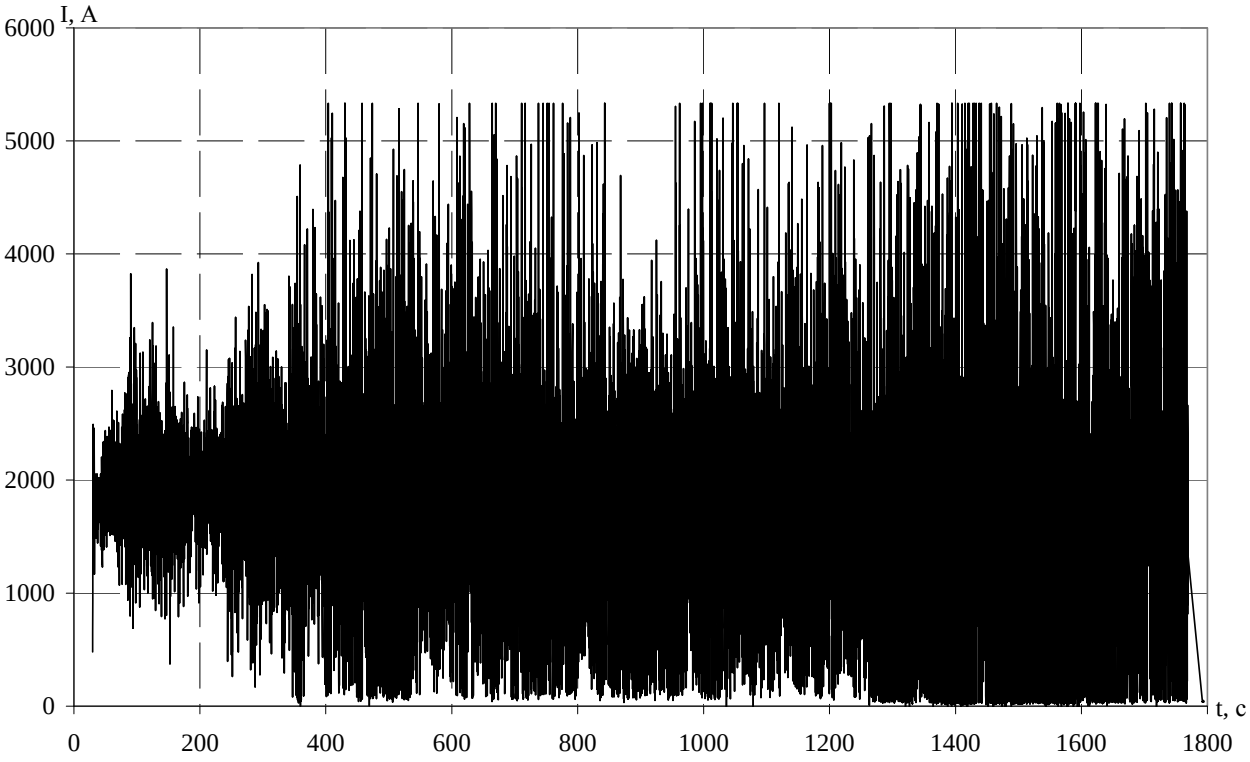


Рис. 4.15. Диаграмма тока дуги
в одноконтурной системе №3

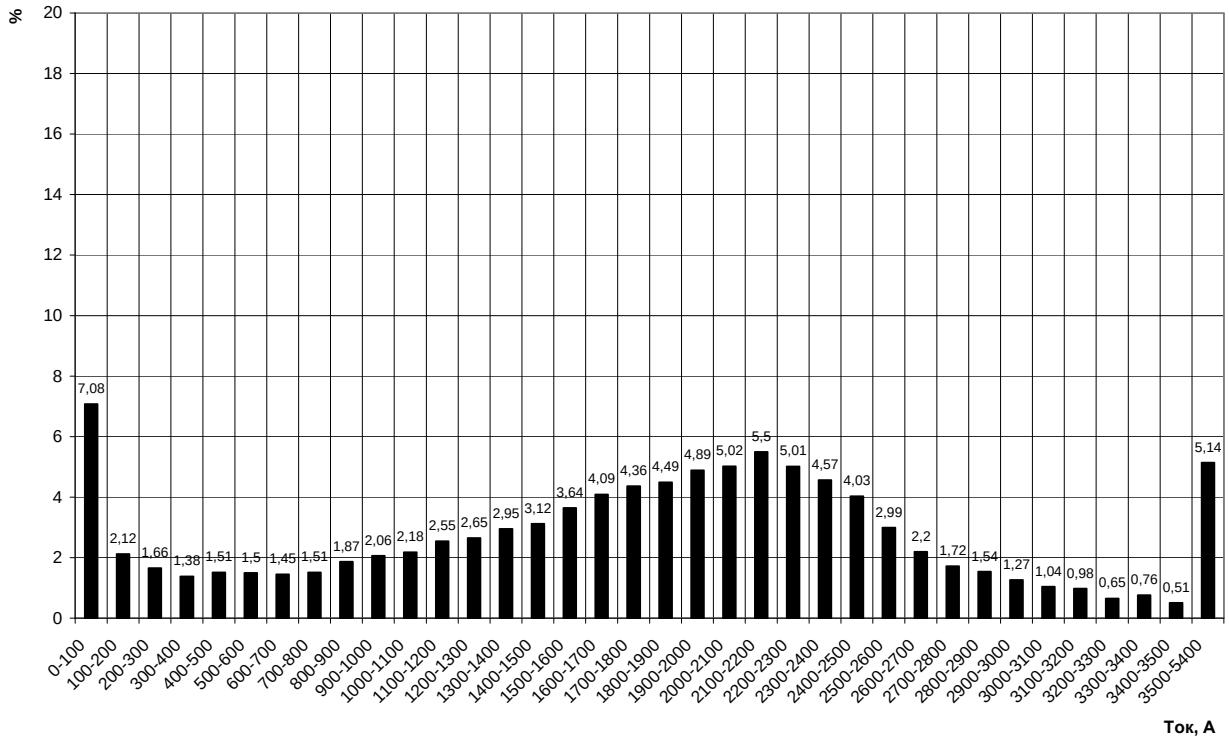


Рис. 4.16. График распределения тока дуги
в одноконтурной системе №3

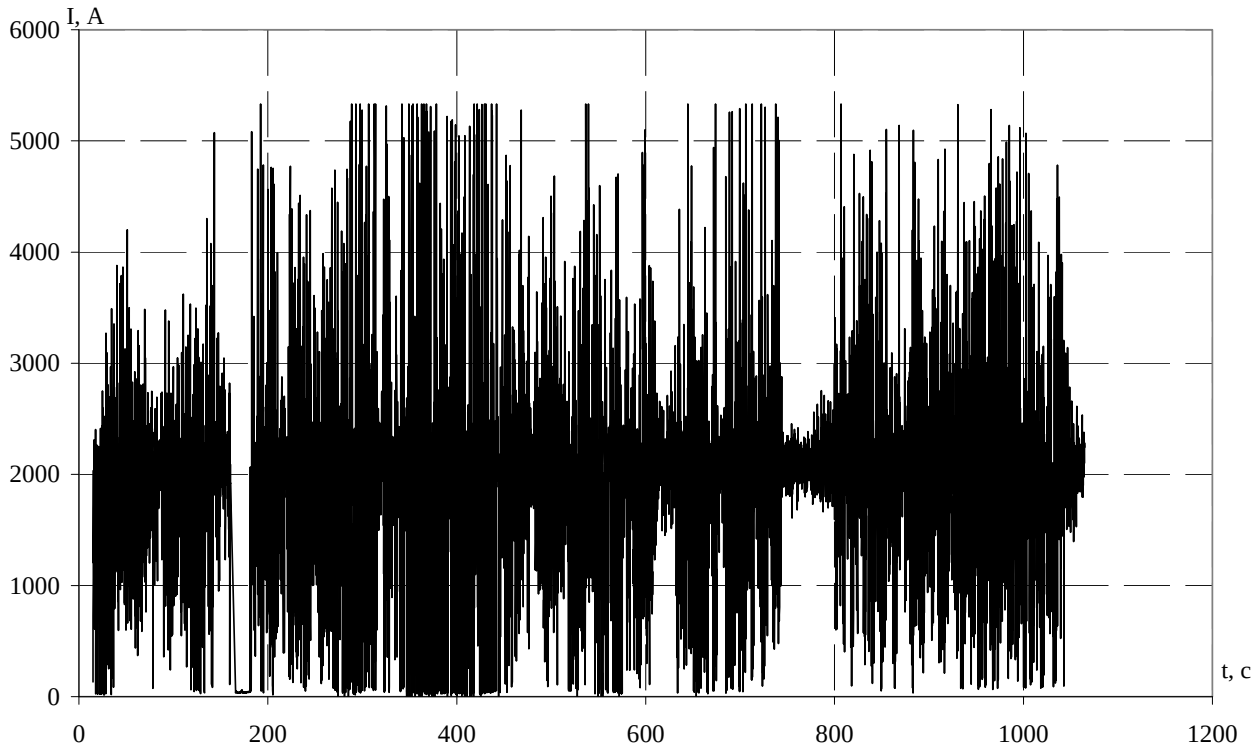


Рис. 4.17. Диаграмма тока дуги в системе
с упреждающей коррекцией №1

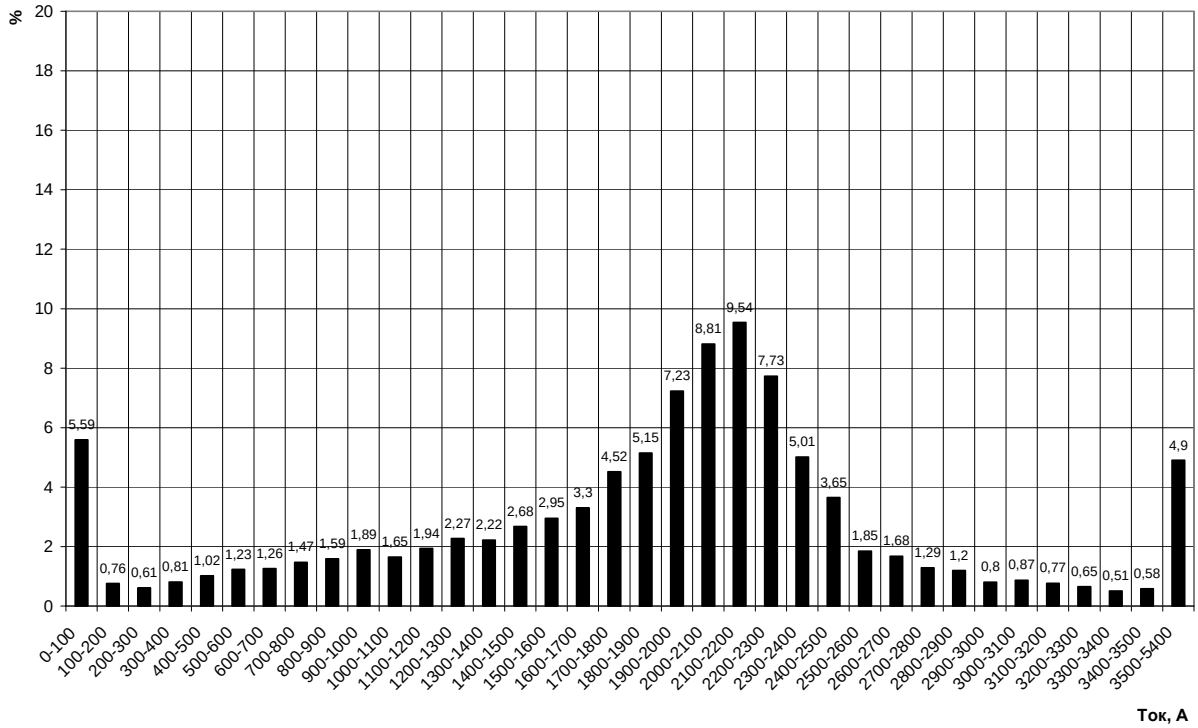


Рис. 4.18. График распределения тока дуги в системе
с упреждающей коррекцией №1

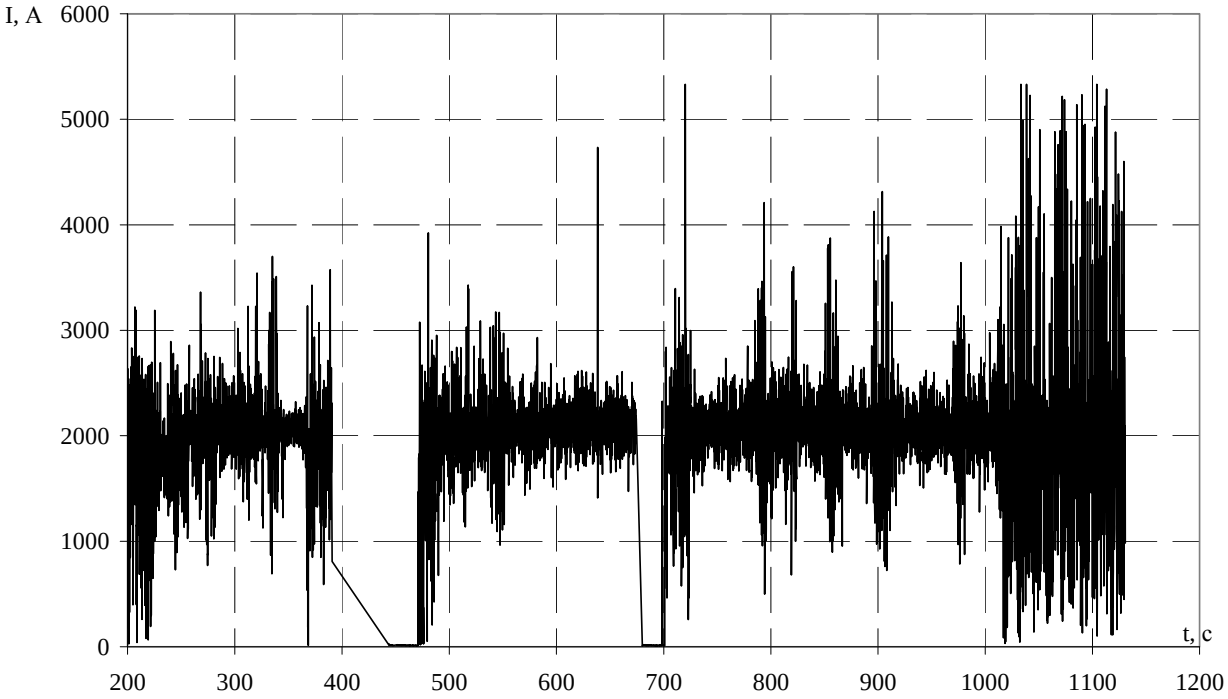


Рис. 4.19. Диаграмма тока дуги в системе
с упреждающей коррекцией №2

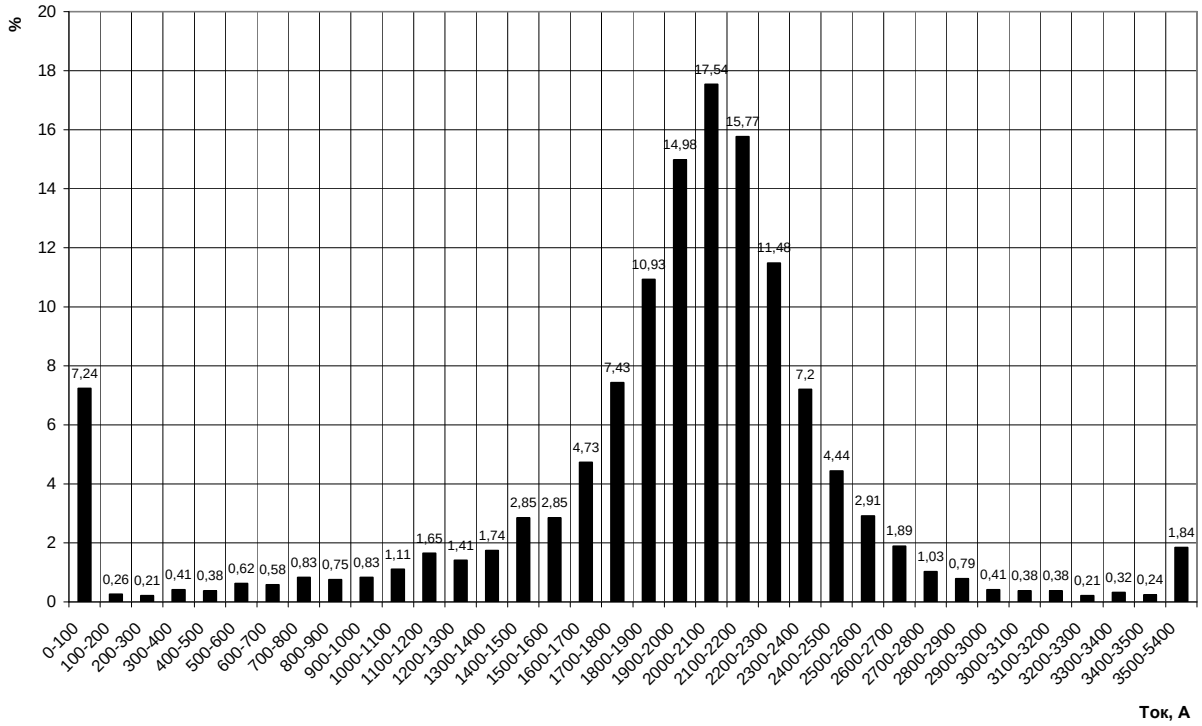


Рис. 4.20. График распределения тока дуги в системе
с упреждающей коррекцией №2

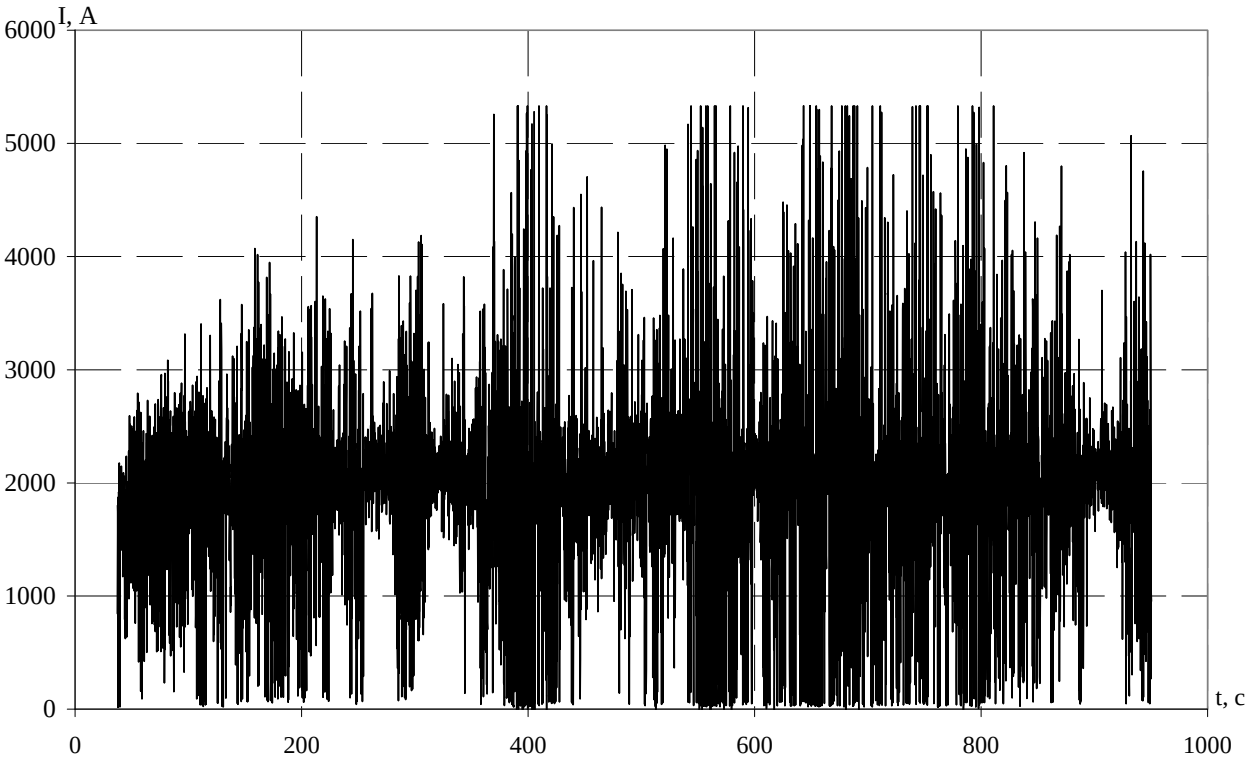


Рис. 4.21. Диаграмма тока дуги в системе
с упреждающей коррекцией №3

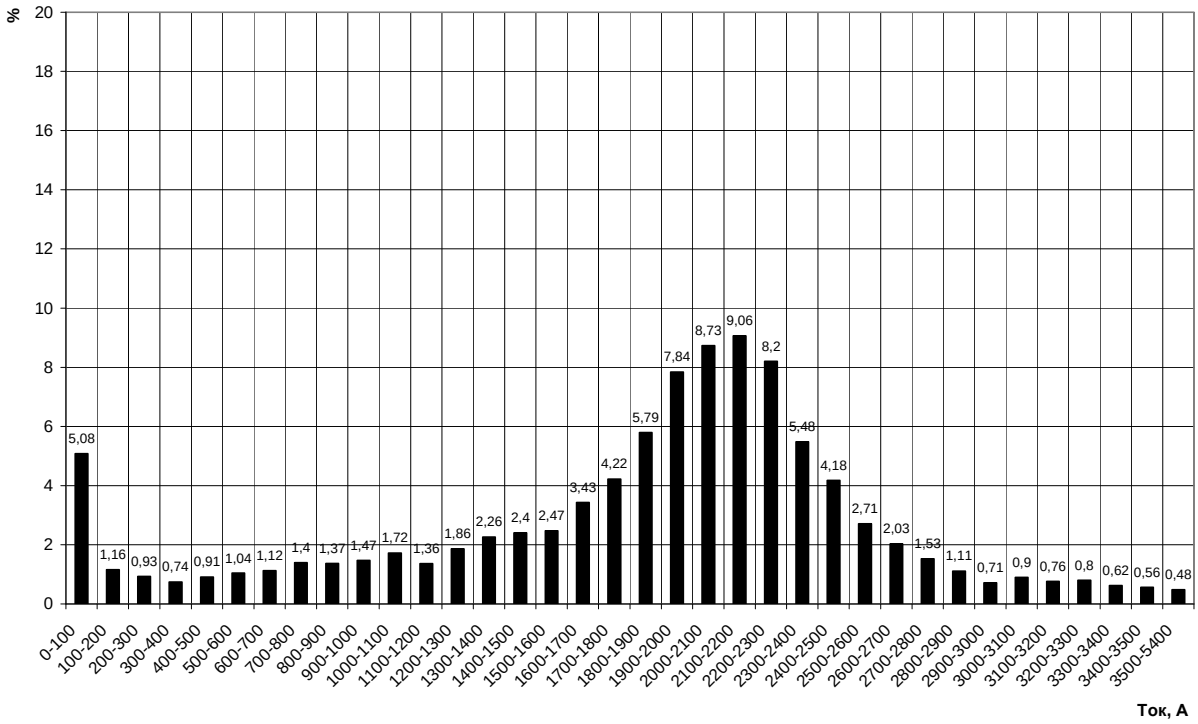


Рис. 4.22. График распределения тока дуги в системе
с упреждающей коррекцией №3

Анализ графиков показывает, что распределение токов (без учета режимов КЗ и обрыва дуги) близок к нормальному закону распределения, который имеет место в тех случаях, когда случайная величина характеризует суммарный эффект большого числа независимых причин [8].

$$y(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}},$$

где σ – среднеквадратичное отклонение.

По графикам распределения можно определить (таблица 4.2):

– количество обрывов дуги;

– уровень больших токов (режим КЗ);

– среднеквадратическое отклонение.

Таблица 4.2

Результаты обработки графиков распределения токов

№ графика	% обрывов, X_6	% КЗ, X_7	σ, X_8	$W_{расч.}$, кВтч	$W_{факт.}$, кВтч
4.12	12,21	6,45	500	61,05	86
4.14	8,49	4,09	400	92,14	136
4.16	7,08	5,14	500	84,35	126
Среднее значение	9,26	5,23	467	79,18	116
4.18	5,59	4,9	250	53,65	85
4.20	7,24	1,84	200	45,19	85
4.22	5,08	0,48	250	47,33	85
Среднее значение	5,97	2,4	233	48,72	85

Из таблицы видно, что в среднем применение упреждающей коррекции позволяет сократить на 40% число обрывов дуги, на 55% сократить составляющую больших токов, на 50% уменьшить среднеквадратичное отклонение тока от заданного значения, на 30% сократить расход электроэнергии на плавку чугуна (масса металлозавалки 100 кг).

Для наиболее характерных процессов (рис. 4.15 – без коррекции, рис. 4.19 – с коррекцией) были построены автокорреляционные функции (рис. 4.23 и рис. 4.24 соответственно). Автокорреляционная функция является универсальной характеристикой для случайного процесса и определяет зависимость случайной величины в последующий момент времени $x(t_1)$ от предшествующего значения $x(t)$ в момент времени t.

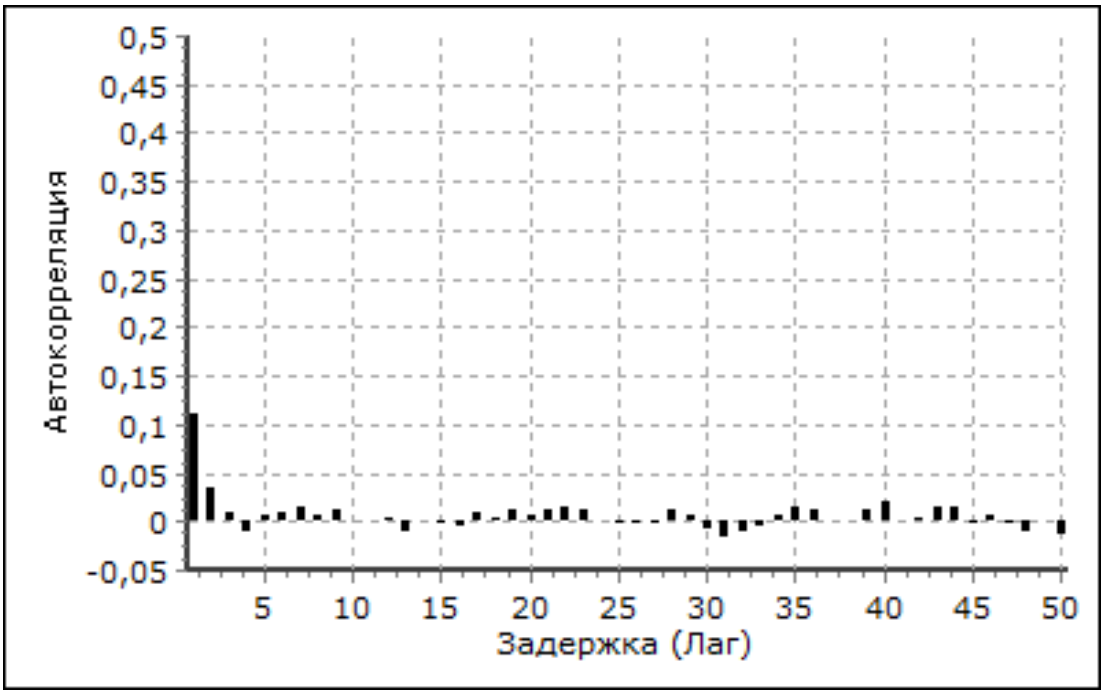


Рис. 4.23. Автокорреляционная функция для одноконтурной системы

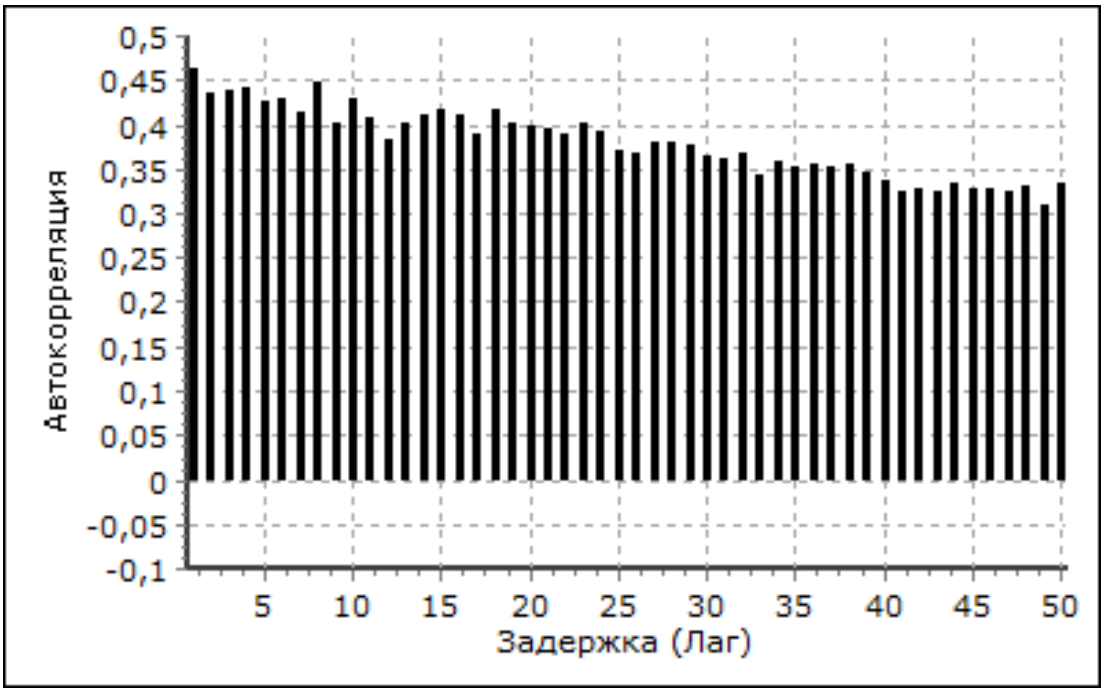


Рис. 4.24. Автокорреляционная функция для системы с упреждающей коррекцией

Анализ результатов статистической обработки протоколов плавок, приведенных в таблице 4.1 и 4.2, позволяет выявить следующие закономерности:

1. Снижение среднеквадратического отклонения (X_8) соответствует

– снижению продолжительности КЗ (X_7) и обрывов дуги (X_6);

– снижению времени плавки (X_0);

– снижению потребляемой электроэнергии;

2. Увеличение среднего значения тока соответствует

– снижению времени плавки (X_0);

– снижению дисперсии (X_2);

– снижению потребляемой электроэнергии;

3. Увеличение значений автокорреляционной функции соответствует

– снижению продолжительности КЗ (X_7) и обрывов дуги (X_6);

– снижению времени плавки (X_0);

– увеличению среднего значения тока (X_1);

– увеличению среднего геометрического (X_4).

Таким образом, анализ статистических характеристик процессов позволяет оценить качественные и энергетические показатели системы управления.

4.5. Сравнение результатов моделирования с реальными процессами

Для оценки адекватности предложенной математической модели был проведен следующий эксперимент:

– выполнено протоколирование тока дуги в реальной системе без коррекции (рис. 4.25);

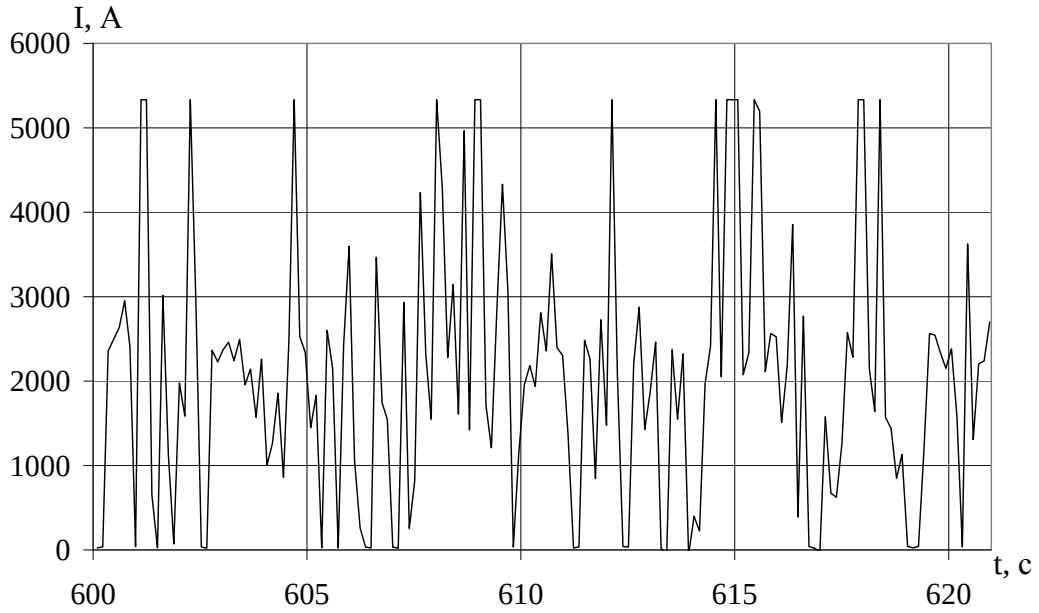


Рис. 4.25. Диаграмма тока в системе без коррекции

– с помощью численных методов определены статистические параметры полученного процесса;

– проведено моделирование системы без коррекции, на которую действует случайный сигнал с параметрами, полученными в реальном процессе (рис. 4.26). Выполнено протоколирование координаты тока и также определены статистические параметры процесса;

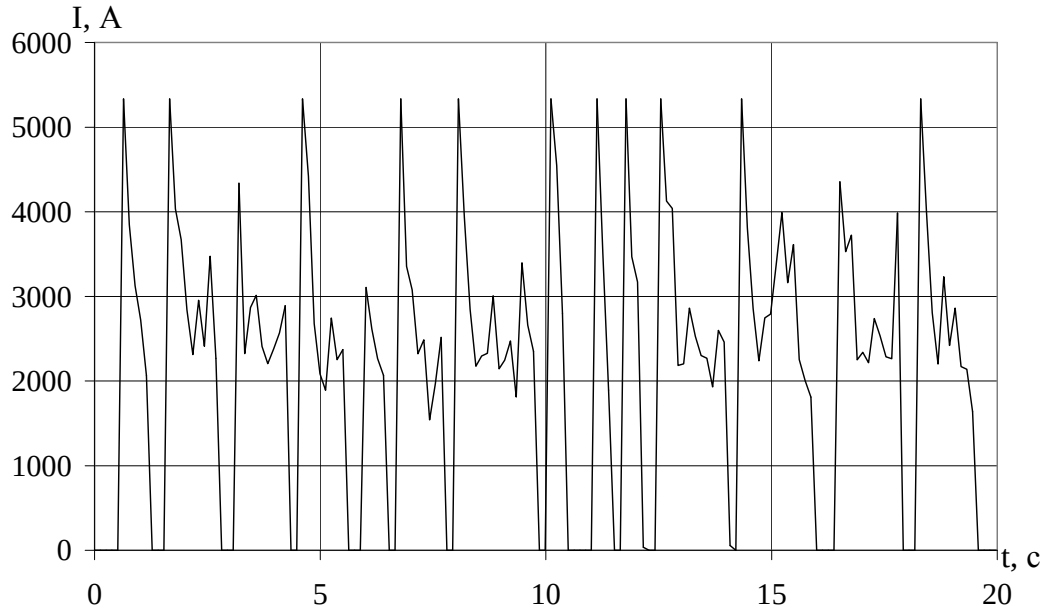


Рис. 4.26. Диаграмма тока в математической модели без коррекции

– проведено моделирование системы с упреждающей коррекцией при действии случайного сигнала (рис. 4.27). Выполнено протоколирование координаты тока и определены статистические параметры процесса;

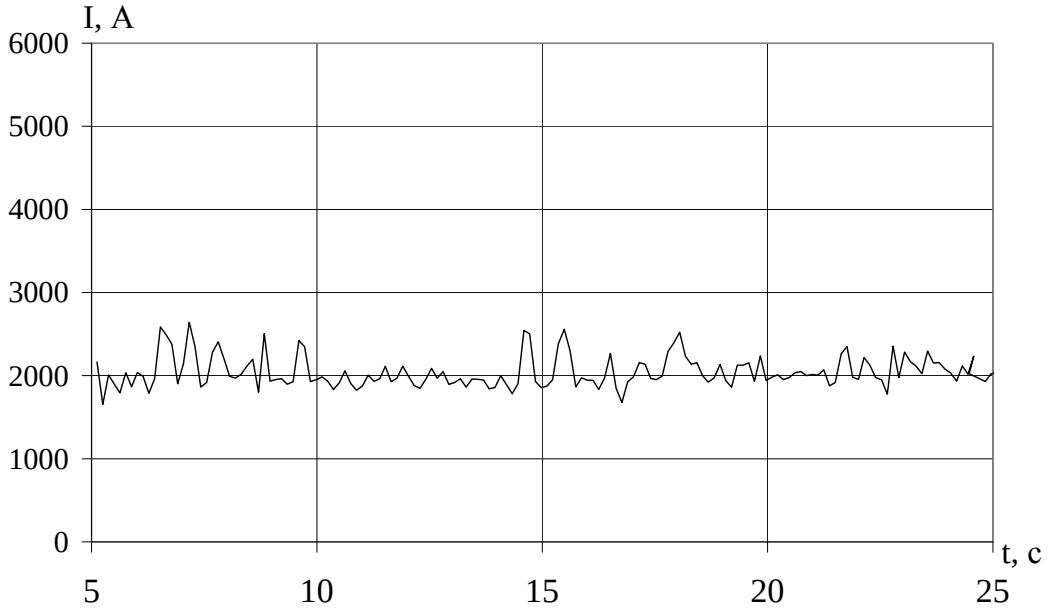


Рис. 4.27. Диаграмма тока в математической модели с коррекцией

– выполнено протоколирование тока дуги в реальной системе с упреждающей коррекцией (рис. 4.28);

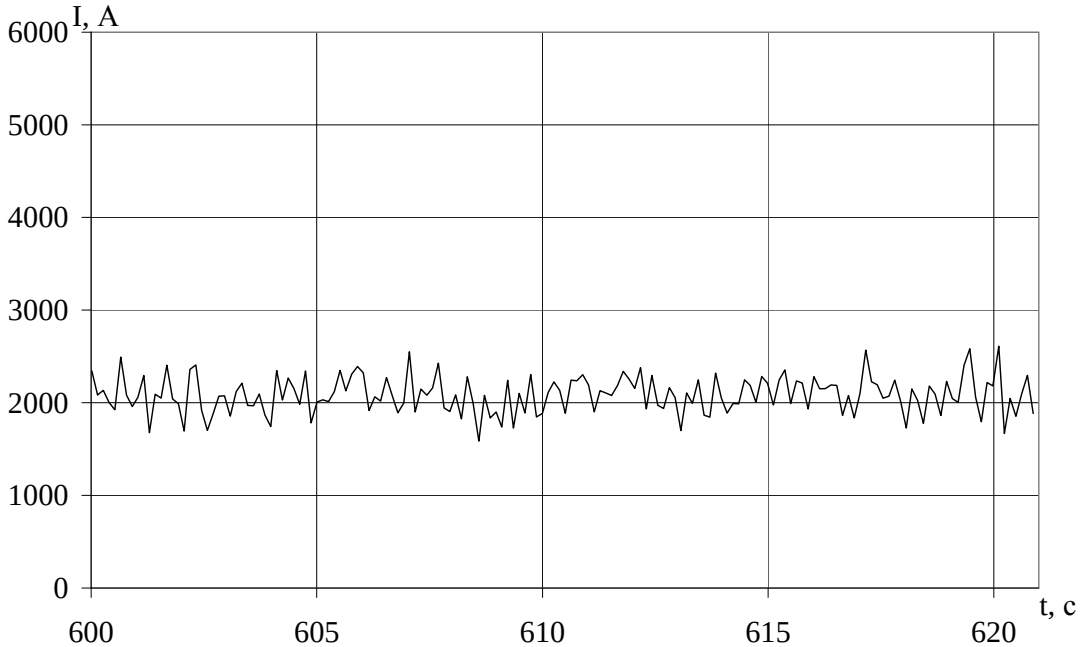


Рис. 4.28. Диаграмма тока в системе с коррекцией

Для анализа статистических свойств случайных процессов наиболее часто используют функцию распределения, дисперсию и другие. В то же время более подробные характеристики случайного процесса можно получить за счет дополнительной обработки исходной информации численными методами. Отмечается, что такая информация содержится в частоте превышения случайных сигналов заданного уровня и распределение этих превышений по длительности. Однако определение этих характеристик не реализовано в известных специализированных программных средах (SpectraLAB, LabVIEW и др.). В работе [107] представлен алгоритм расчета указанных характеристик. Непрерывный шумовой сигнал путем аналого-цифрового преобразования заменяется его дискретными отсчетами $I_K => I_K(k\Delta t)$, которые производятся в моменты времени $k\Delta t$, где индекс k меняется от 0 до N, а N – общее число выборок в реализации. Полная длительность реализации при этом определяется выражением $T = N \cdot k$

Расчет распределения выбросов шумовых сигналов по длительности организован в виде двух циклов. Во внешнем цикле задается опорный ток $I_j^{on} = I_{\max} - j\Delta I$ начиная с $j = 1$. Для более точного построения искомых характеристик необходимо уменьшать шаг ΔI по току. Однако с уменьшением этого шага будет возрастать влияние погрешности дискретизации при аналого-цифровом преобразовании $I(t)$ на результат вычисления искомых характеристик. Поэтому существует некоторое оптимальное значение ΔI, при котором суммарные погрешности определения статистических параметров будут минимальными. Общее число шагов K по току выбирают из соображений информативности и достаточности. Шаг по току находим из размаха сигнала $\Delta I = (I_{\max} - I_{\min})/K$.

Во внутреннем цикле значения $I_ш(i\Delta t)$ поочередно сравнивается с I_j^{on} и при появлении s-го выброса, запускается счетчик числа отсчетов n_{js} для которых выполняется условие $I_ш(i\Delta t) > I_j^{on}$. По окончании выброса число $\tau_{js} = n_{js}\Delta t$ запоминается, а перебор значений $I_ш(i\Delta t)$ продолжается до $i = N$, и по окончании шумовой реализации формируется M_j-мерный вектор значений $\{\tau_{js}\}$. Далее опорное значение I_j^{on} уменьшается на ΔI и цикл повторяется до тех пор пока величина I_j^{on} не достигнет минимального значения сигнала в реализации $I_j^{on} = I_{\min}$. По полученным значениям можно определить функцию распределения случайного сигнала:

$$F(I_j^{on}) = \frac{1}{T}\sum_{s=1}^{M_j}\tau_{js} = \frac{1}{N}\sum_{s=1}^{M_j} n_{js}$$

Поскольку значение M_j равно числу выбросов случайного процесса, превышающих заданный уровень за время T, то частота $\nu(I_j^{on})$ превышения этого уровня находится по формуле

$$\nu(I_j^{on}) = \frac{M_j}{T} = f_Д \frac{M_j}{N},$$

где $f_Д$ – частота дискретизации.

Для приведенной на рис. 4.25 диаграмме тока реальной системе без коррекции были определены статистические параметры (табл. 4.3.). Анализ показал, что случайный процесс имеет нормальный закон распределения. Полученные параметры процесса задаются в случайном сигнале при моделировании. Однако этот сигнал необходимо дополнительно скорректировать. В реальной системе процесс связан со случайным изменением длины дуги (обвал шихты, кипение металла и др.). Протоколировался же ток дуги, который связан с длиной дуги l через коэффициент $K_д$. Поэтому для

сохранения масштабов в модели необходимо математическое ожидание разделить на $K_д$, а дисперсию – на $K_д^2$.

На рис. 4.26 и рис. 4.27 приведены диаграммы тока дуги, полученные при моделировании в системе без упреждающей коррекции и с упреждающей коррекцией. В процессе исследований протоколировался ток дуги в реальной системе с упреждающей коррекцией (рис. 4.28). Статистические параметры этих процессов представлены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Статистические параметры

Схема / Параметр	Система		Модель	
	без коррекции	с коррекцией	без коррекции	с коррекцией
Математическое ожидание	$2{,}07 \cdot 10^3$	$2{,}08 \cdot 10^3$	$2{,}15 \cdot 10^3$	$2{,}04 \cdot 10^3$
Дисперсия	$2{,}38 \cdot 10^6$	$3{,}98 \cdot 10^4$	$2{,}60 \cdot 10^3$	$3{,}60 \cdot 10^3$
δ_M			4%	2%
δ_D			9%	9%

В табл. 4.3 приведены значения погрешностей. Погрешность для математического ожидания находится по формуле:

$$\delta_M = \frac{M_1 - M_2}{M_1},$$

где M_1 – математическое ожидание в системе;

M_2 – математическое ожидание в модели.

Погрешность для дисперсии находится по формуле

$$\delta_D = \frac{D_1 - D_2}{D_1},$$

где D_1 – дисперсия в системе;

D_2 – дисперсия в модели.

Для исследуемых процессов были рассчитаны распределения длительностей выбросов шумов (рис. 4.29, 4.30), где под буквой «а» представлены распределения для первых выборок, соответствующих нижней границе силового тока; под буквой «б» представлены распределения для вторых выборок, соответствующих номинальному значению силового тока; под буквой «в» представлены распределения для третьих выборок, соответствующих верхней границе силового тока. По осям «х» отложены длительности выбросов, по осям «у» – суммарные продолжительности выбросов соответствующих длительностей. Сравнение этих данных и результаты исследований позволяют сделать вывод о том, что предложенная модель системы управления дуговой печи адекватно отражает процессы, протекающие в реальной системе.

Применение предложенного численного метода анализа случайных сигналов позволяет оценить их динамические свойства и эффективность используемой коррекции. Для этого сравниваются суммы значений первой и третьей выборки для каждого эксперимента (Σ_1 и Σ_3). Значение $\Sigma_1 - \Sigma_3 = \Delta\Sigma$ показывает интервал времени нахождения тока между границами для первой и третьей выборки. Это является непосредственной характеристикой эффективности работы системы управления. Анализ распределения второй выборки эксперимента позволяет оценить гармонический состав каждого процесса. Граница второй выборки соответствует заданному значению, поэтому распределение характеризует интенсивность соответствующих гармоник.

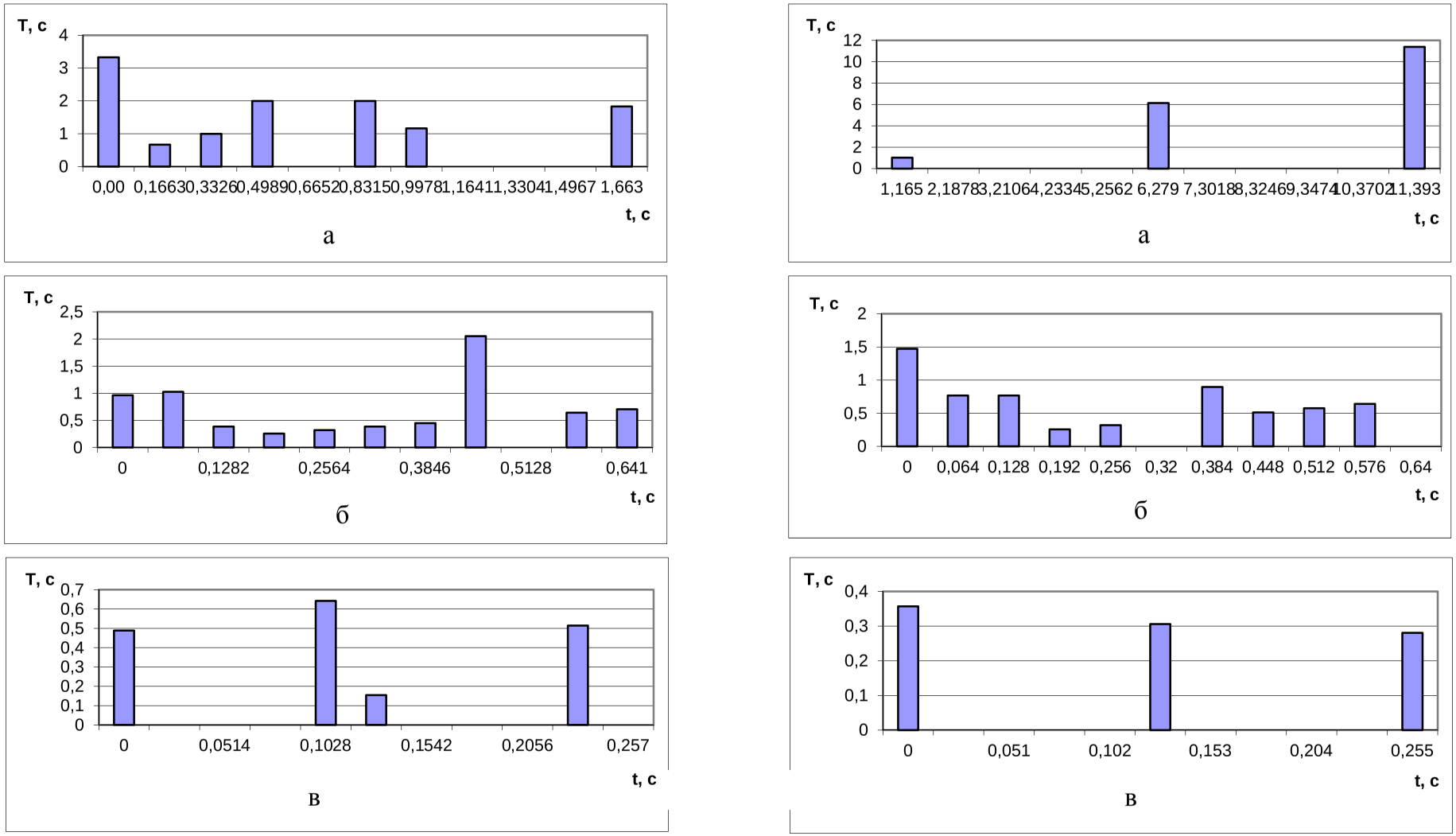
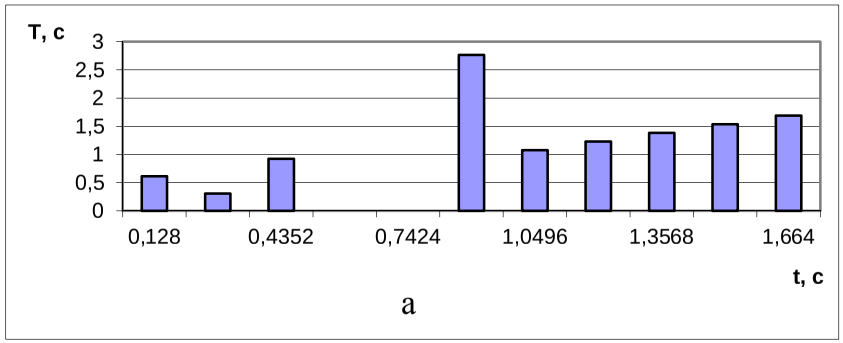
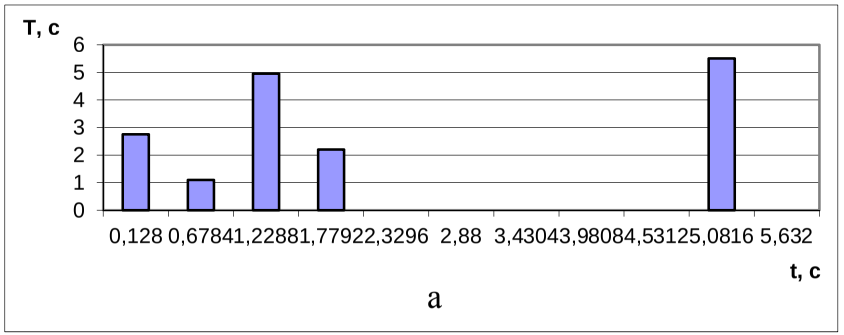


Рис. 4.29. Распределение длительностей выбросов тока в реальной системе

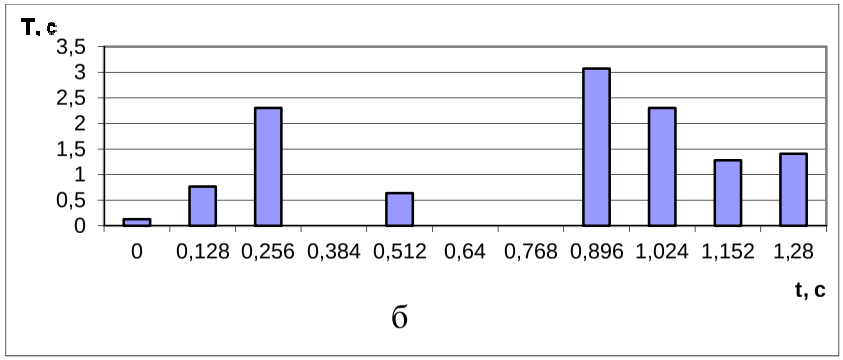
а – первая выборка; б – вторая выборка; в – третья выборка



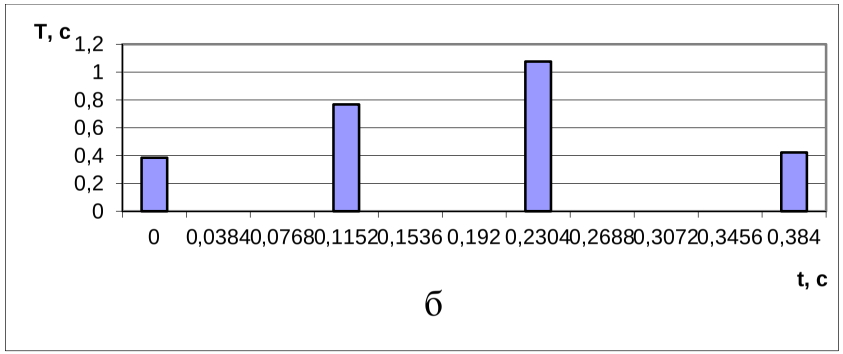
а



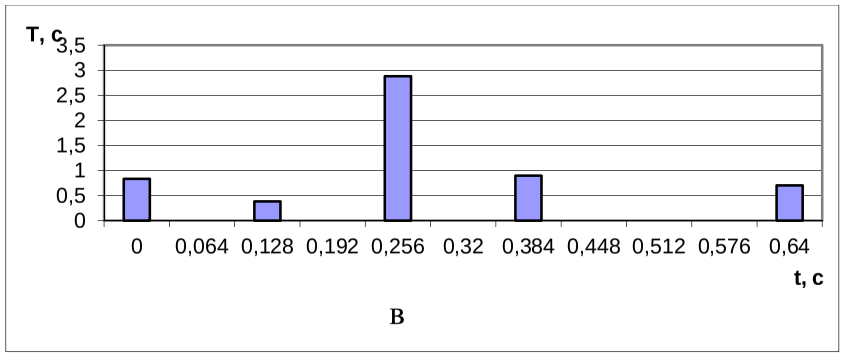
а



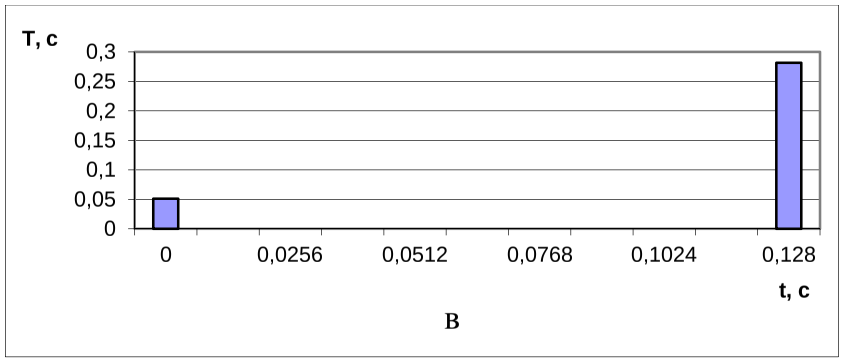
б



б



в



в

Рис. 4.30. Распределение длительностей выбросов тока в математической модели

а – первая выборка; б – вторая выборка; в – третья выборка

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКОЙ

5.1. Описание экспериментальной установки

Для анализа процессов, протекающих при сварке, была собрана экспериментальная установка, позволяющая проводить следующие эксперименты:

– сварку при питании от неуправляемого источника;

– сварку при питании от источника с обратной связью по току (ВЧ-инвертор);

– сварку с узлом адаптации.

Во всех случаях контролировался (осциллографировался) ток силовой цепи с последующей статистической обработкой. Блок-схема экспериментальной установки приведена на рис. 5.1.

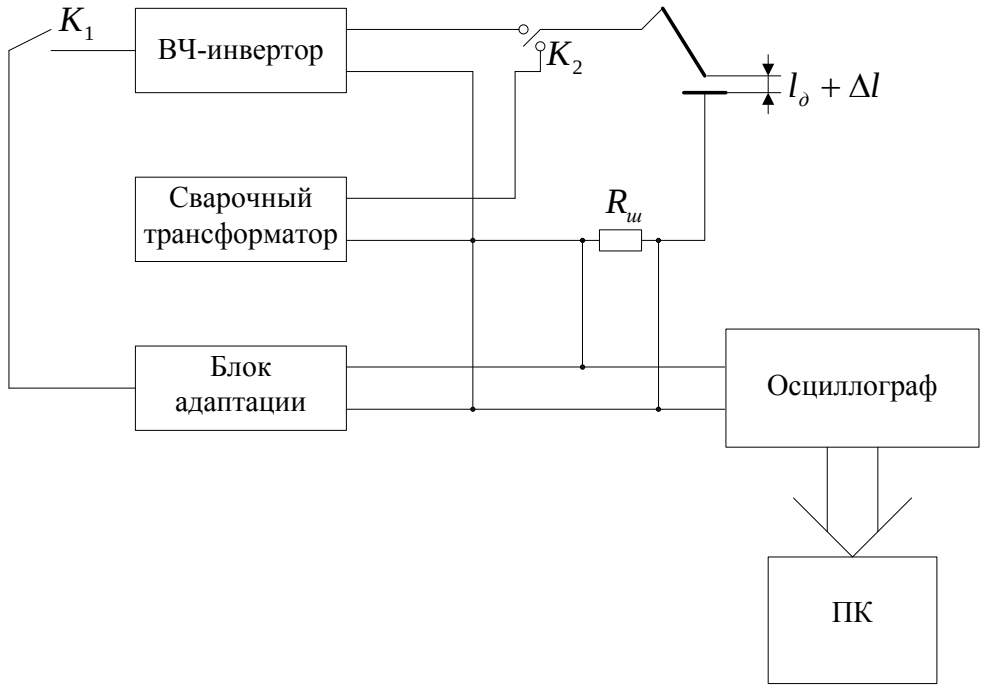


Рис. 5.1. Блок-схема экспериментальной установки

С помощью переключателя K_2 выбирается источник тока. Замыкание ключа K_1 включает адаптивный регулятор в работу

ВЧ-инвертора. Сигнал силового тока с шунта $R_{ш}$ поступает на цифровой осциллограф фирмы OWON модель PDS6042S. В таблице 5.1 приведены его основные технические характеристики.

Таблица 5.1

Полоса пропускания:	40 МГц
Длина записи	6000 точек для каждого канала
Максимальная частота выборки	250 Мвыб/с
Автоматические измерения	5 типов величин
Регистрация	
Режимы регистрации	нормальный пиковый детектор усреднение
Максимальная частота выборки	250 Мвыб/с
По горизонтали	
Диапазон частоты выборки	10 выб/с~100 Мвыб/с
Длина записи	5 тыс. точек для каждого канала
По вертикали	
Аналогово-цифровой преобразователь	8 бит, синхронная оцифровка двух каналов.
Полоса пропускания	40 МГц

Связь осциллографа с ПК осуществляется посредством интерфейса RS232. Перед началом работы необходимо запустить на рабочем столе ПК программу «Oscilloscope», после чего запустится окно программы.

В процессе проведения экспериментов были получены осциллограммы токов для различных режимов (рис. 5.2-5.5).

Все приведенные процессы содержат случайную составляющую Δl. Для оценки качества работы автоматического управления достаточно знать математическое ожидание и корреляционную функцию. Многократное повторение экспериментов показало, что процессы, представленные на рис. 5.2-5.5, являются типичными.

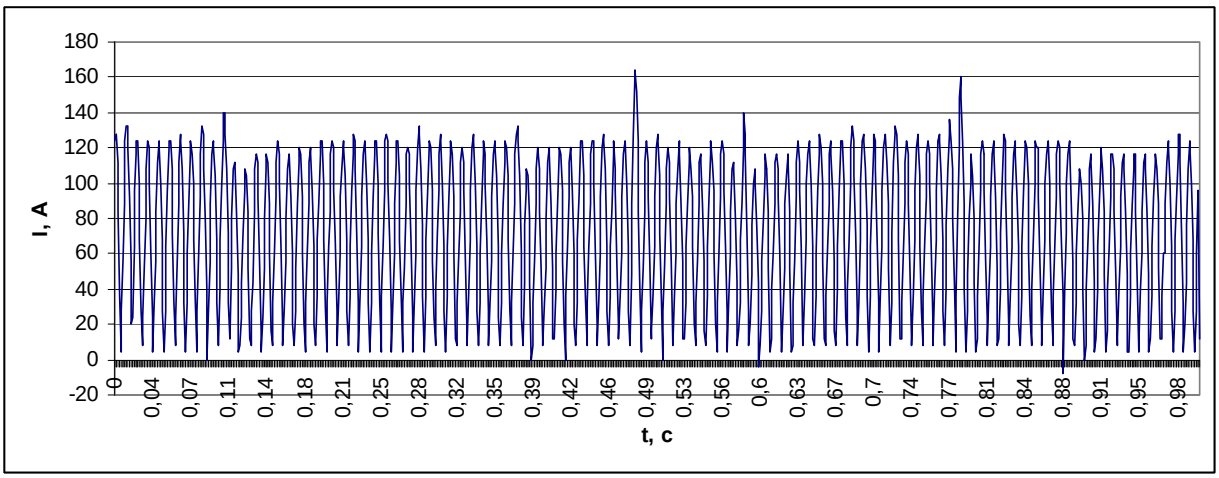


Рис. 5.2. Ручная дуговая сварка с неуправляемым источником тока (первый оператор)

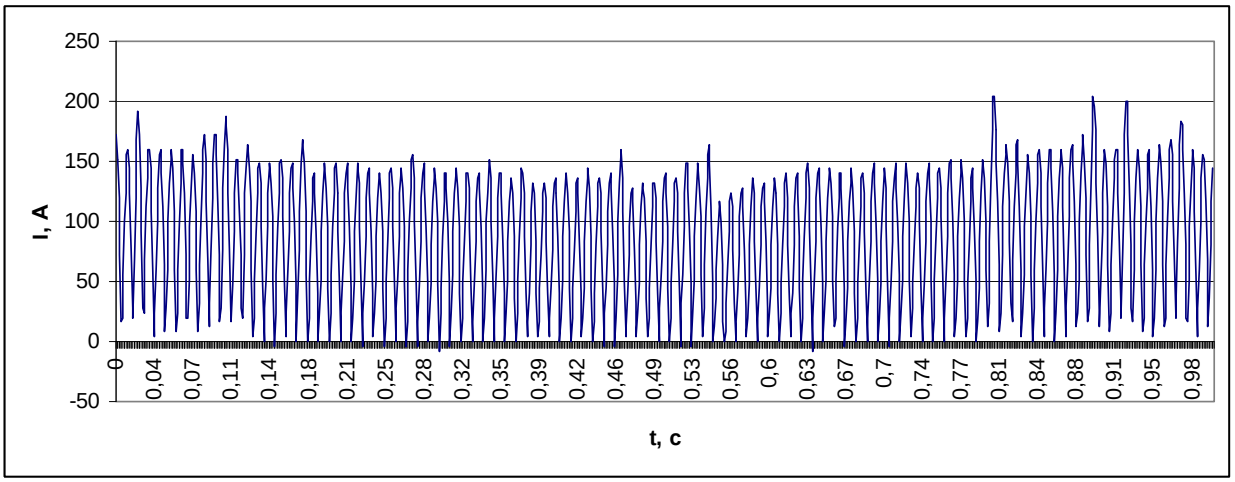


Рис.5.3. Ручная дуговая сварка с неуправляемым источником тока (второй оператор)

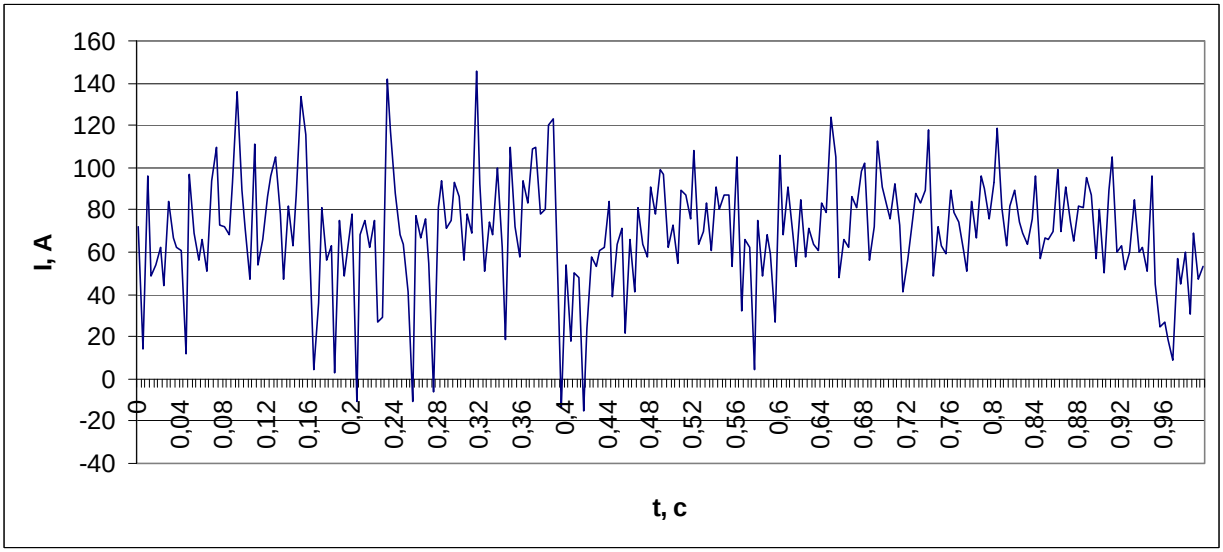


Рис. 5.4. Ручная дуговая сварка с управляемым источником тока (первый оператор)

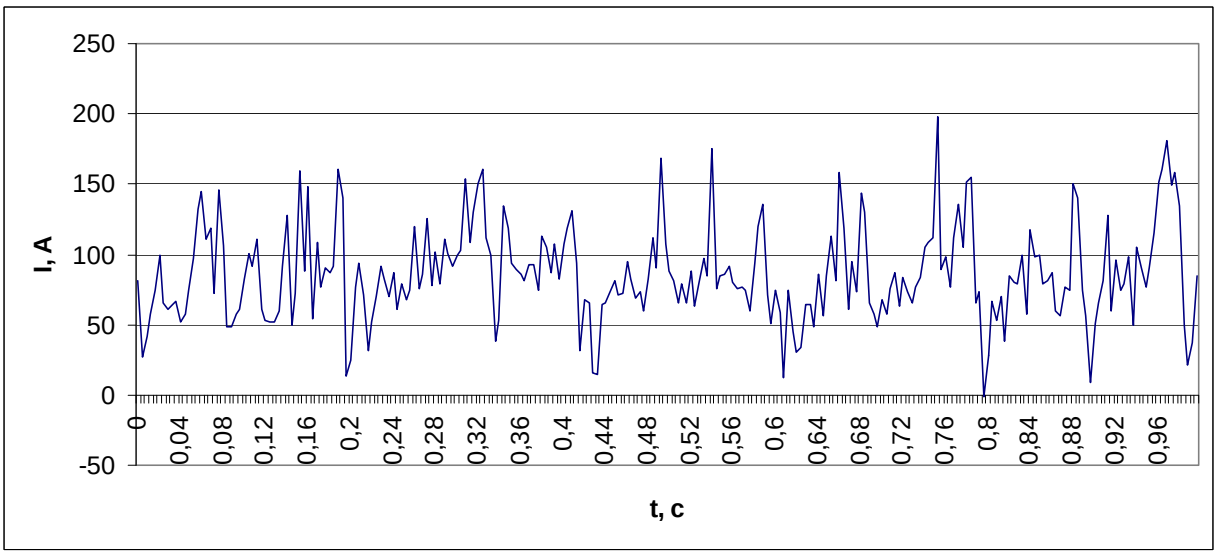


Рис. 5.5. Ручная дуговая сварка с управляемым источником тока (второй оператор)

Поэтому на их основе были получены математическое ожидание M_X, дисперсия D_X, и среднеквадратическое отклонение σ_X. Кроме того, были рассчитаны относительные значения среднеквадратических отклонений σ'_X

$$\sigma'_X = \frac{\sigma_X}{M_X}. \qquad (5.1)$$

Это связано с тем, что значение σ_X зависит от величины M_X. Полученные данные приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2

	Рис. 5.2	Рис. 5.3	Рис. 5.4	Рис. 5.5
M_X	73,4	88,5	69,7	85,7
D_X	1003,2	1606,6	732,2	1152,1
σ_X	31,7	40,1	27,06	33,94
σ'_X	0,43	0,453	0,387	0,396

По полученным в процессе экспериментов данным были построены гистограммы распределений силового тока (рис. 5.6 – 5.9).

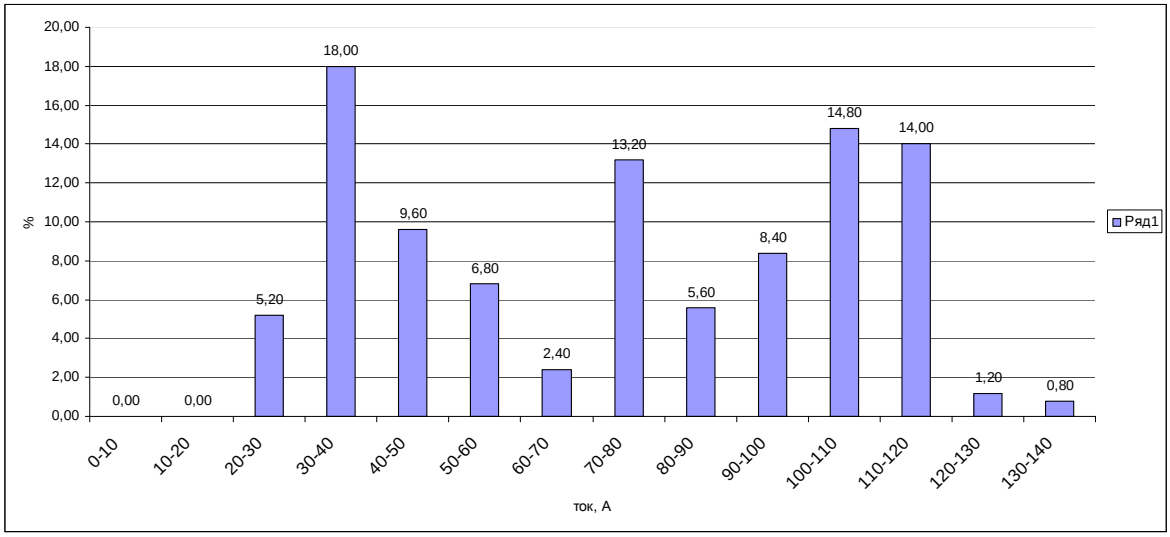


Рис. 5.6. Гистограмма тока с неуправляемым источником тока (первый оператор)

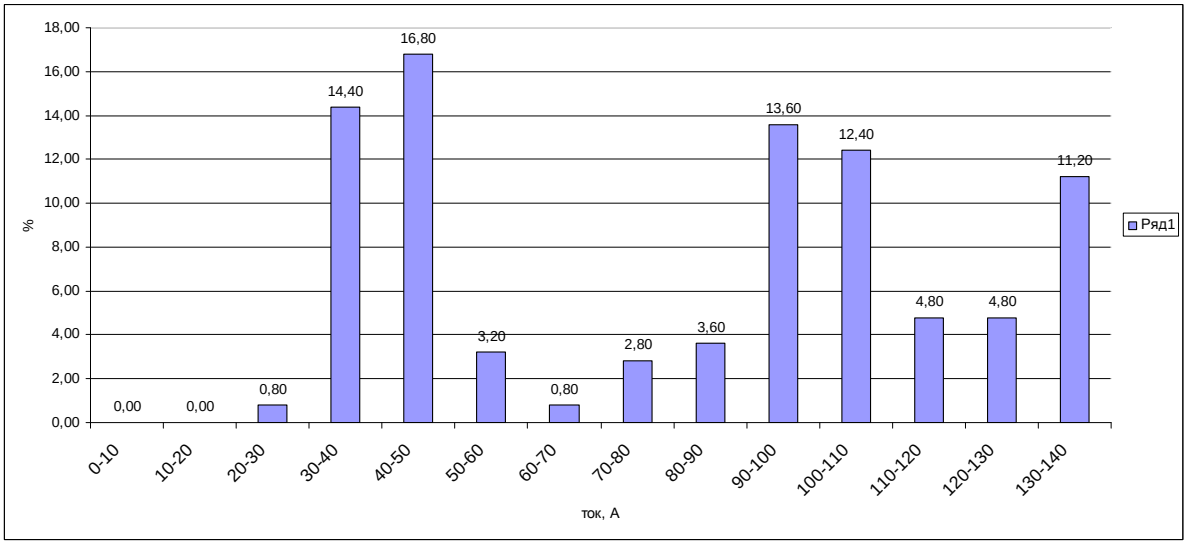


Рис. 5.7. Гистограмма тока с неуправляемым источником тока (второй оператор)

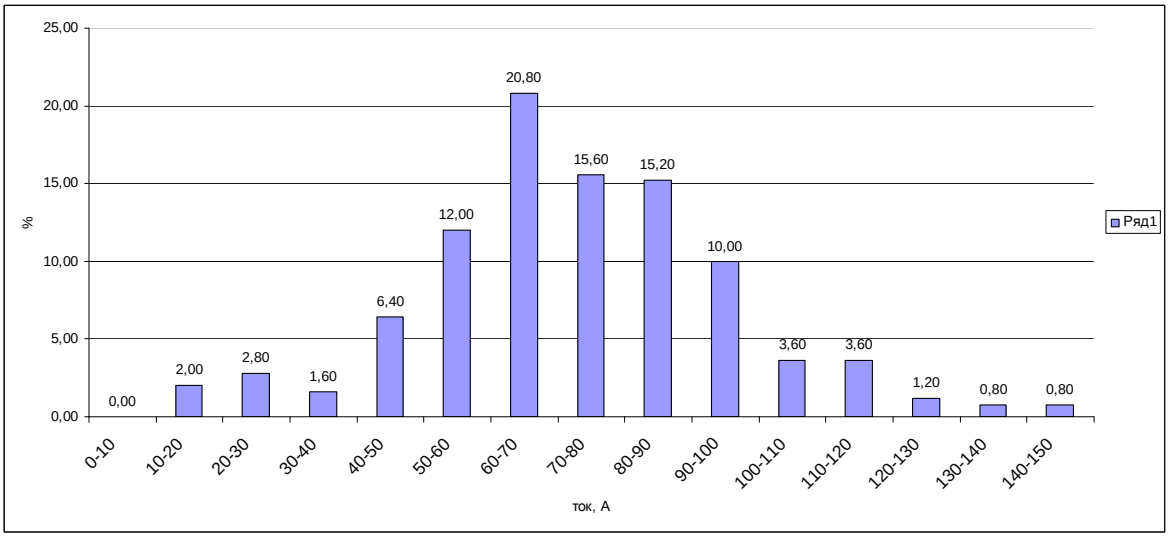


Рис. 5.8. Гистограмма тока с управляемым источником тока (первый оператор)

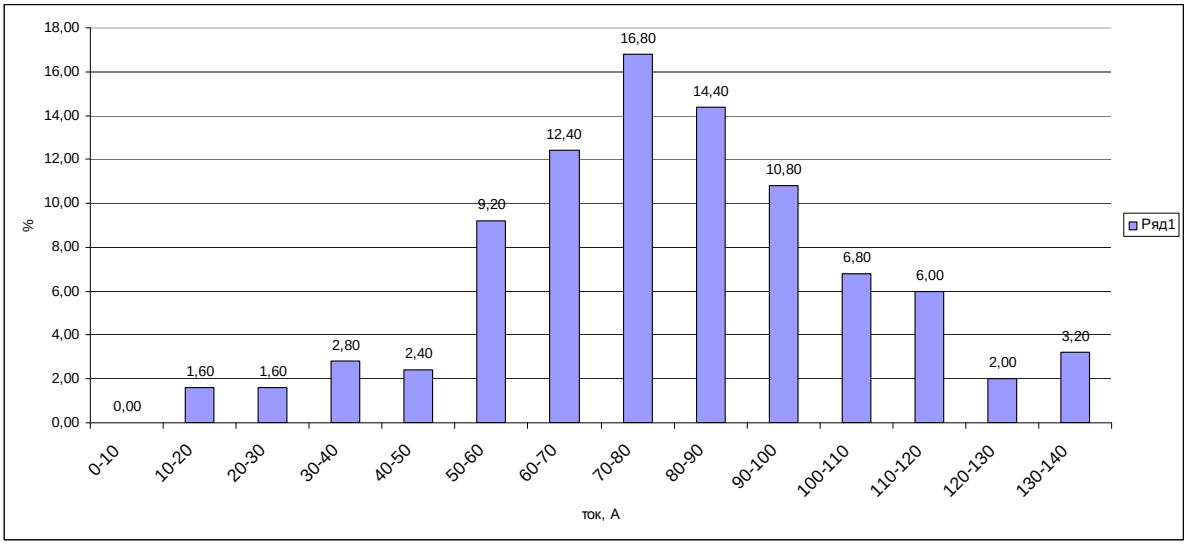


Рис. 5.9. Гистограмма тока с управляемым источником тока
(второй оператор)

В результате проведенных экспериментов можно сделать следующие выводы:

– в зависимости от оператора изменяется СКО $\Delta\sigma' \approx 0{,}02 \div 0{,}03$;

– введение обратной связи по току (инвертор) снижает СКО $\Delta\sigma' \approx 0{,}05 \div 0{,}06$;

– гистограммы для работы с неуправляемым источником (рис. 5.6, 5.7) имеют несколько «всплесков» значений тока, соответствующие графики рис. 5.2, 5.3 содержат регулярные изменения амплитуды тока с низкой частотой, порядка 0,1 с;

– гистограммы для работы с инверторным источником тока более сгруппированы, имеют один «всплеск», что приводит к снижению СКО.

Это позволяет утверждать, что система с инверторным источником является более энергоэффективной по сравнению с неуправляемым источником.

5.2. Моделирование электродуговой сварки

Для идентификации исследуемой системы были разработаны различные модели дуги постоянного тока ручной электродуговой сварки:

– с трансформаторным источником тока;

– с неуправляемым источником тока (инверторный источник сварочного тока без обратных связей по току и напряжению);

– с управляемым источником тока (инверторный источник сварочного тока с обратными связями).

Модель дуги постоянного тока для каждого случая была выполнена на основе модели, представленной и описанной в параграфе 1.3.

В данную модель были включены:

– контур описывающий «человека-оператора» (параграф 3.2);

– блок, характеризующий, условно говоря, «дрожание кисти» сварщика;

– блок, характеризующий изменение длины дуги вследствие неровности кромок свариваемых поверхностей, расхода электрода, вибрации электрода и т. п.

Модели дуги постоянного тока для всех случаев представлены на рис. 5.10, 5.11, 5.12 соответственно.

Для всех моделей характерно наличие типовых звеньев, характеризующих модель дуги постоянного тока: «человека-оператора» (сварщика), блока задания длины дуги и блока, характеризующего «дрожание кисти» сварщика. Описание звеньев, входящих в состав моделей, приведено ниже.

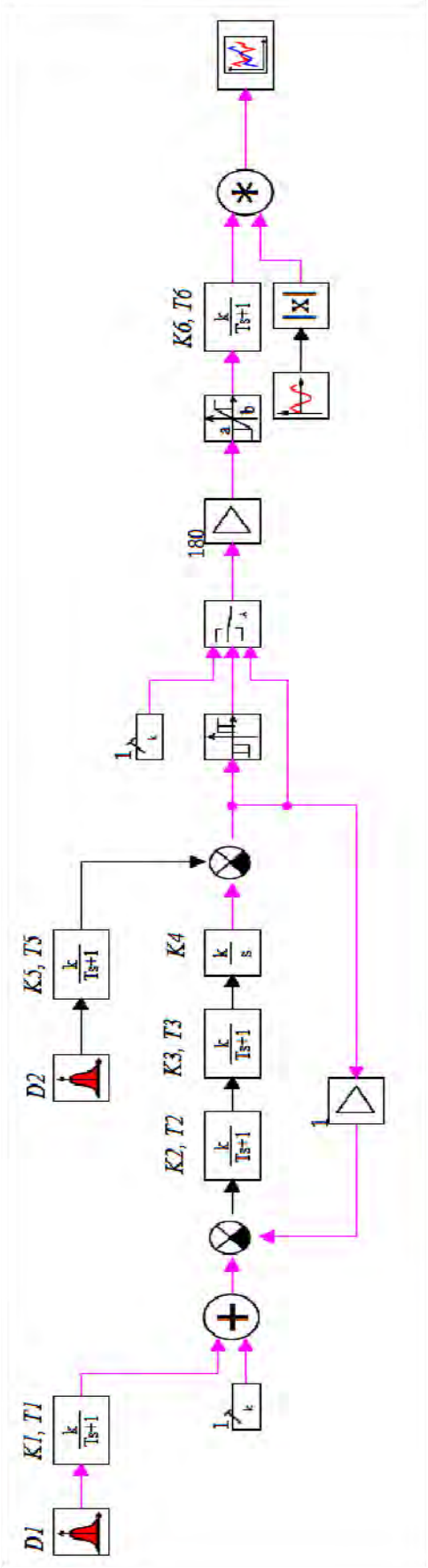


Рис. 5.10. Модель дуги постоянного тока с трансформаторным источником сварочного тока

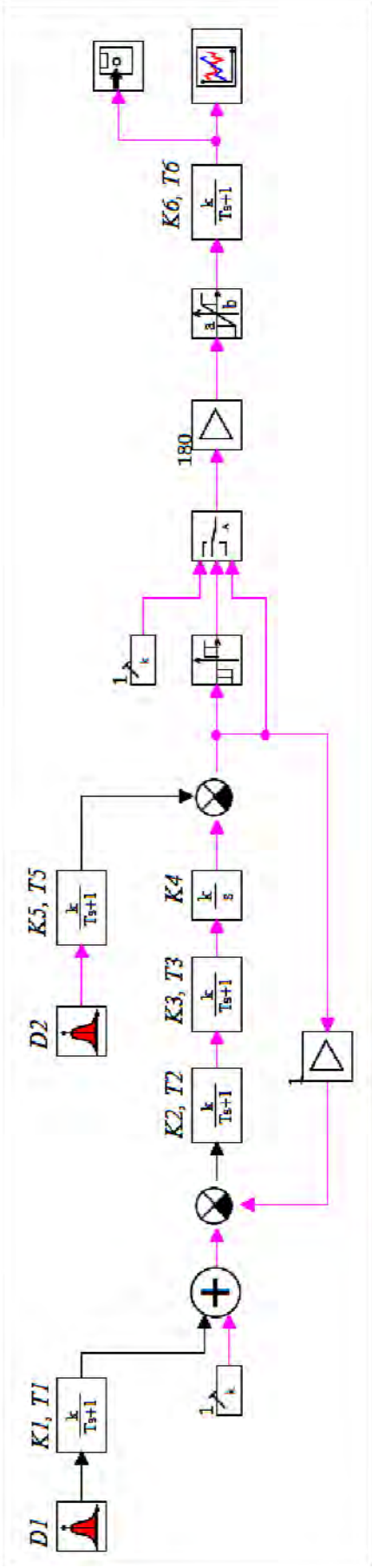


Рис. 5.11. Модель дуги с неуправляемым источником тока

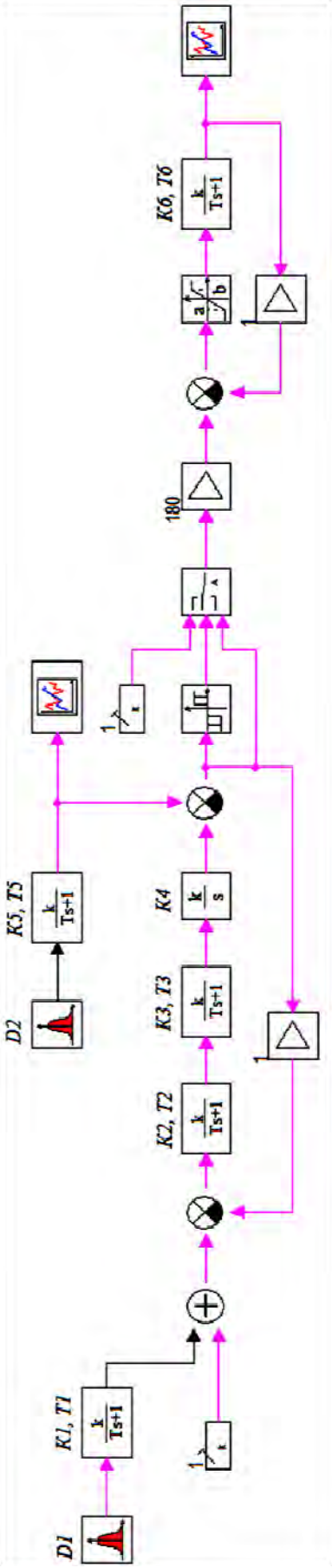


Рис. 5.12. Модель дуги с управляемым источником тока

Модель, характеризующая «человека-оператора», представлена на рис. 5.13.

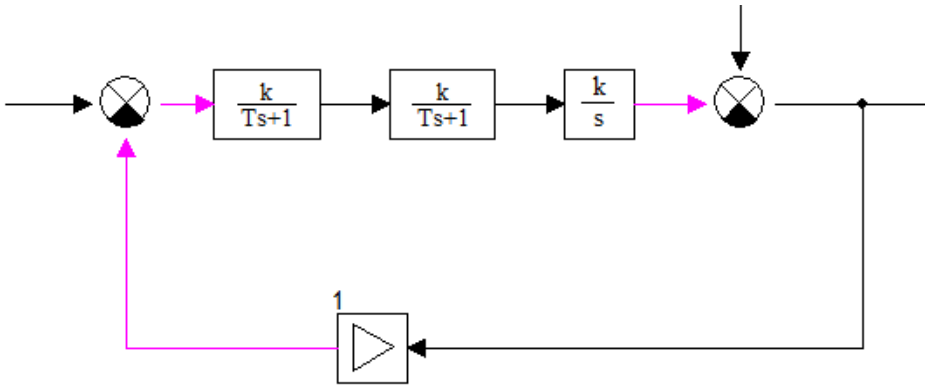


Рис. 5.13. Модель человека-оператора

Она состоит из двух блоков «Апериодическое звено первого порядка», где первый блок описывает линейную модель человека-оператора, второй – время на выполнение операции оператором и блока «Интегратор», характеризующее моторную реакцию человека.

Модель задания изменения длины дуги Δl (D_1, K_1, T_1) и модель, характеризующая дрожание кисти сварщика (D_2, K_5, T_5), могут быть представлены одинаковыми схемами (рис. 5.14).

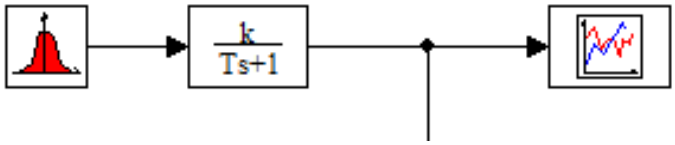


Рис. 5.14. Модель задания изменения длины дуги Δl и модель, характеризующая дрожание кисти сварщика

Эти модели состоят из двух блоков:

– нормальный шум. Блок генерирует псевдослучайную последовательность вещественных чисел, нормально распределенных (по Гауссу).

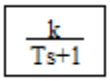
Параметры блока:

– математическое ожидание – M;

– дисперсия – D;

– период квантования в секундах – qt.

Если период квантования задан равным нулю, то случайный сигнал на выходе блока будет обновляться после выполнения каждого очередного шага интегрирования.



– апериодическое звено первого порядка, играющее роль фильтра.

Моделирование для каждой модели проводилось с целью выяснения влияния изменяющихся параметров (дисперсии, коэффициента усиления и постоянной времени) в звене «человек-оператор», в блоке задания изменения длины дуг и блоке, характеризующем дрожание кисти сварщика, на экстремальность процесса дуговой сварки.

В соответствии с результатами моделирования для каждой модели сварки можно сделать ряд выводов.

1. Все представленные модели дуги постоянного тока при исследовании изменений величин в блоке, характеризующем дрожание кисти оператора, имеют явно выраженный экстремум (минимум) СКО тока дуги, что представлено соответствующими иллюстрациями.

2. Во всех моделях для всех вариантов моделирования в случае возрастания значения Д1, Д2, К1, К5 наблюдается существенный рост СКО.

3. Во всех моделях при изменении параметров блока, характеризующего дрожание кисти оператора, экстремум СКО (минимум) имеет плавающий характер, т. е. неоднозначность положения экстремума относительно изменяющихся переменных (Д1, К1, Т1).

4. Модель с трансформаторным источником тока при изменении переменных в блоке изменения длины дуги экстремума не имеет, а

также можно отметить, что при изменении переменной Т5 в сторону увеличения можно наблюдать снижение уровня СКО. Т. е. при более медленном протекании процесса изменения дуги (поддержании одинакового дугового промежутка) можно добиться снижения уровня СКО.

5. Для модели с неуправляемым источником тока можно отметить наличие экстремума (максимума) в случаях для изменения К5, Т5.

6. Для всех случаев моделирования следует отметить необходимость наличия определенного рода навыков у сварщика для поддержания оптимального дугового промежутка и, как следствие, наименьшего уровня СКО сварочного тока.

7. Наличие экстремума в моделях позволяет сделать вывод о возможности использования адаптивного регулятора для поддержания СКО на низком уровне и, как следствие, улучшения сварочного процесса.

8. Увеличение Д2 и К5 увеличивает СКО. Однако переход от трансформаторного источника к управляемому без обратной связи, а затем к управляемому с обратной связью приводит к снижению СКО.

9. Увеличение Т5 в системе с трансформаторным источником монотонно снижает СКО. В системах с управляемым источником появляется экстремум (max), но по отношению к схеме с трансформаторным источником значения СКО меньше.

10. Сравнения зависимостей СКО=f (Д1, К1, Т1) показывает, что переход от трансформаторного источника к управляемому без ОС, а затем к управляемому с ОС приводит к снижению СКО.

5.3. Моделирование работы адаптивного регулятора

Работа адаптивного регулятора и сам принцип экстремального регулирования могут быть смоделированы в ПК МВТУ 4.0.

Функционально модель состоит из трех составляющих:

– модель сварки с управляемым источником тока;

– модель блока оценки уровня дисперсии сварочного тока;

– модели адаптивного регулятора.

Модель блока оценки уровня дисперсии сварочного тока приведена на рис. 5.15 и функционально состоит из трех блоков: инерционно-дифференцирующего звена, линейного звена с насыщением (в данном случае выполняющего роль диода) и апериодического звена первого порядка.

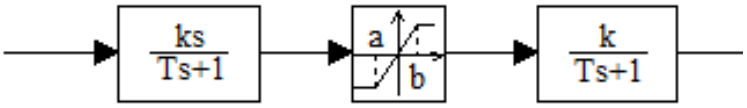


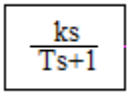
Рис. 5.15. Модель блока оценки уровня дисперсии

Модель адаптивного регулятора может быть осуществлена в виде, представленном на рис. 5.16.

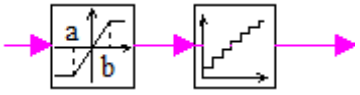
Данная модель состоит из следующих блоков:

– блок «идеальное транспортное запаздывание», формирует сигнал с запаздыванием на τ относительно входного сигнала, необходим для подачи на вход релейного звена разности текущего и задержанного сигналов;

– блок «линейное с насыщением», или, иначе, релейное звено, настроен таким образом, чтобы срабатывать только при положительной разности текущего и задержанного сигналов;

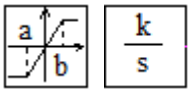


– блок «инерционно-дифференцирующее звено», выполняющий роль фильтра;

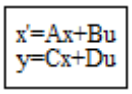


– блоки «линейное с насыщением» и «квантователь по уровню», в данном случае нужны для формирования импульсов при положительной разности текущего и задержанного сигналов;

– блок «Т-триггер», необходим для подсчета импульсов при положительной разности текущего и задержанного сигналов;



– блоки «линейное с насыщением» и «интегратор», в совокупности моделируют исполнительный механизм движения к экстремуму;



– объект управления, экстремум которого необходимо найти.

Модель дуговой сварки с участием «человека-оператора», блока оценки уровня дисперсии сварочного тока и модели адаптивного регулятора представлена на рис. 5.17, 5.18.

В результате экспериментов была промоделирована работа электродуговой сварки от управляемого источника с адаптивным регулятором, с учетом оператора при действии случайных сигналов. На рис. 5.19 приведена диаграмма тока сварочной дуги.

В процессе моделирования был построен годограф, характеризующий поиск экстремума в рассматриваемой системе, представленный на рис. 5.20.

Также в процессе моделирования было зафиксировано значение СКО в процессе сварки с адаптивным регулятором, представленное на рис. 5.21.

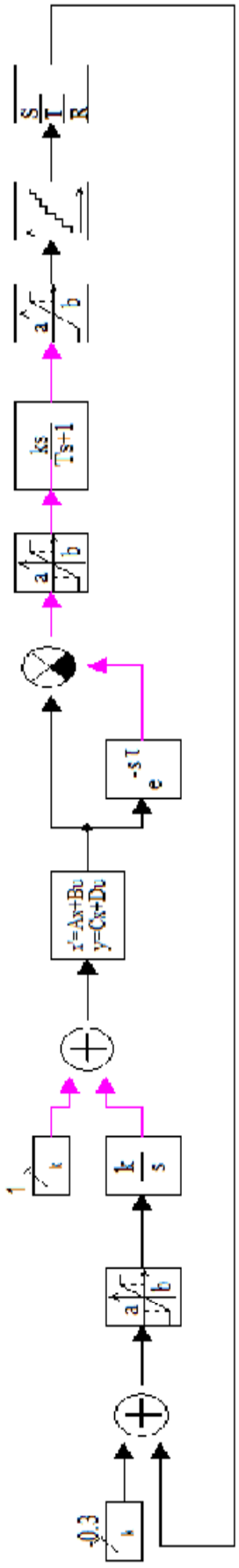


Рис. 5.16. Модель адаптивного регулятора

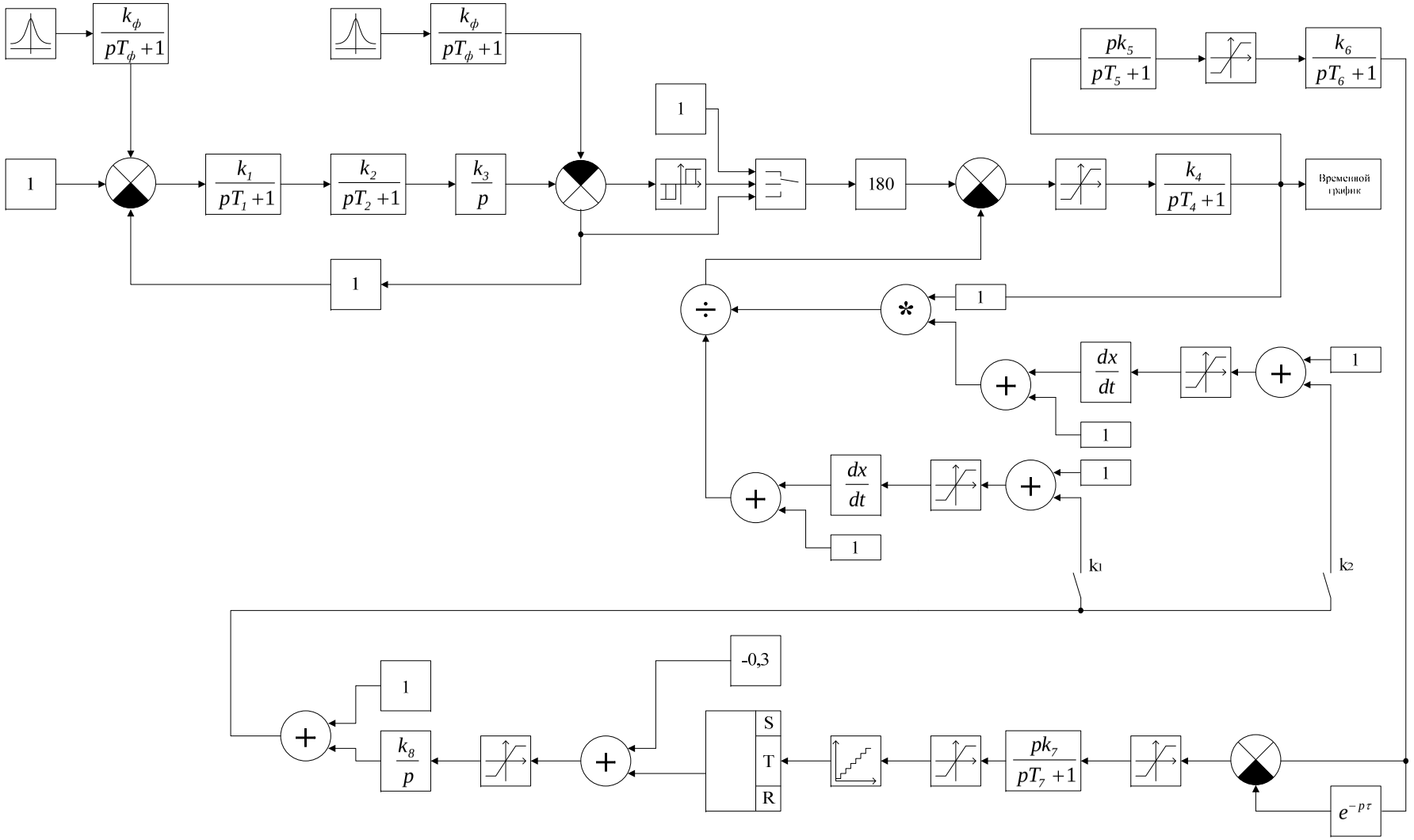


Рис. 5.17. Функциональная схема модели с адаптивным регулятором

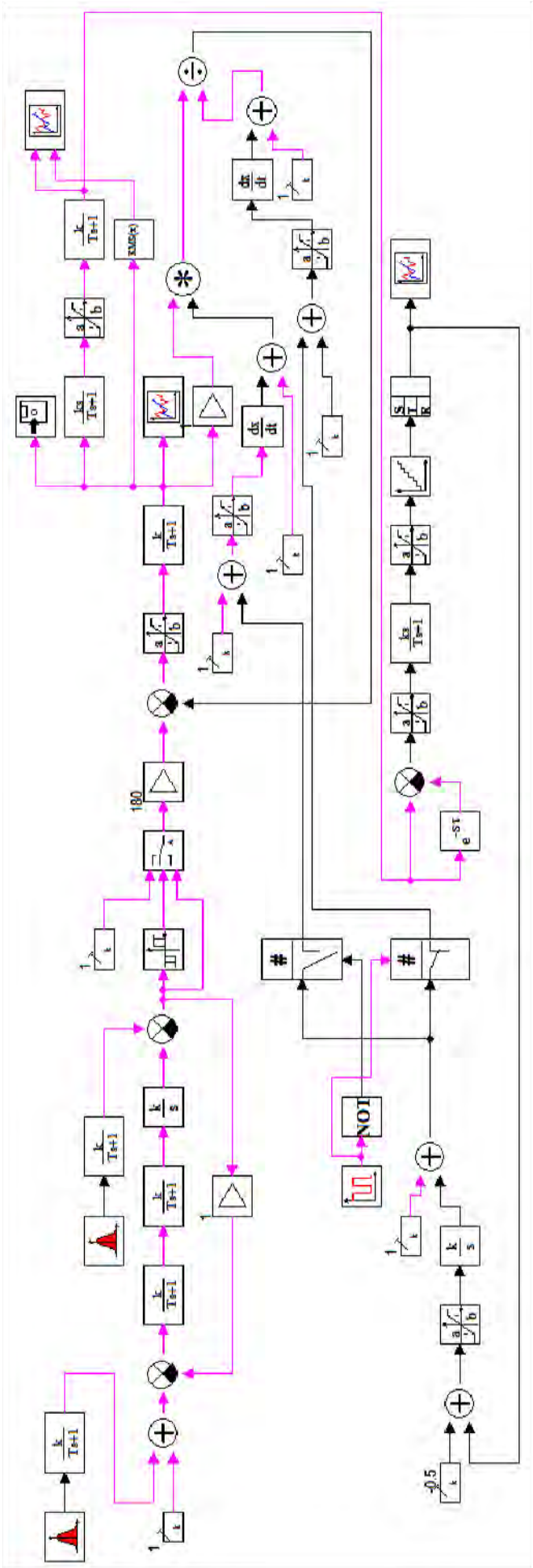


Рис. 5.18. Модель инверторной сварки с адаптивным регулятором в ПК МВТУ 4.0

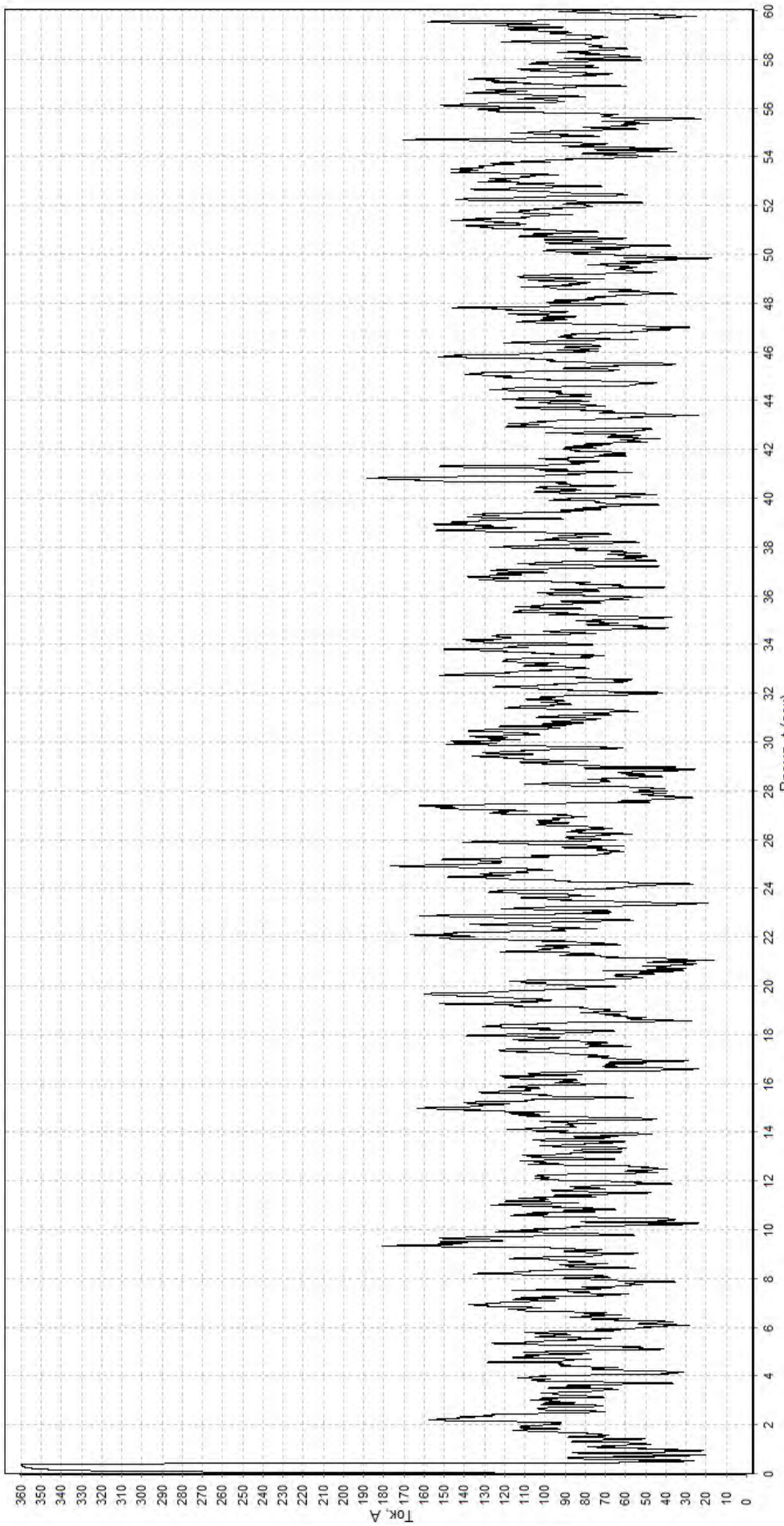


Рис. 5.19. График тока сварочной дуги при работе с блоком адаптации

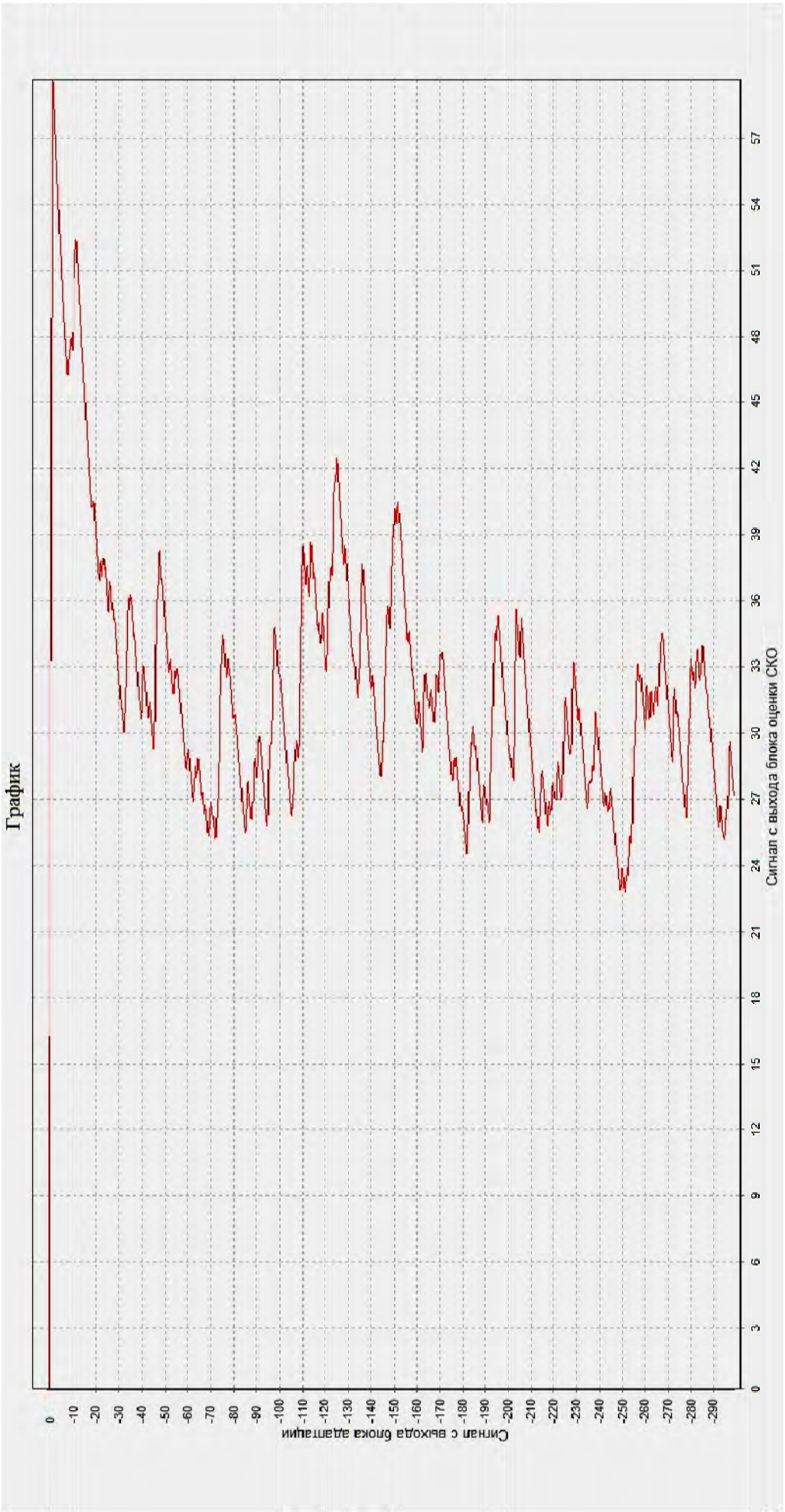


Рис. 5.20. Годограф, характеризующий поиск экстремума

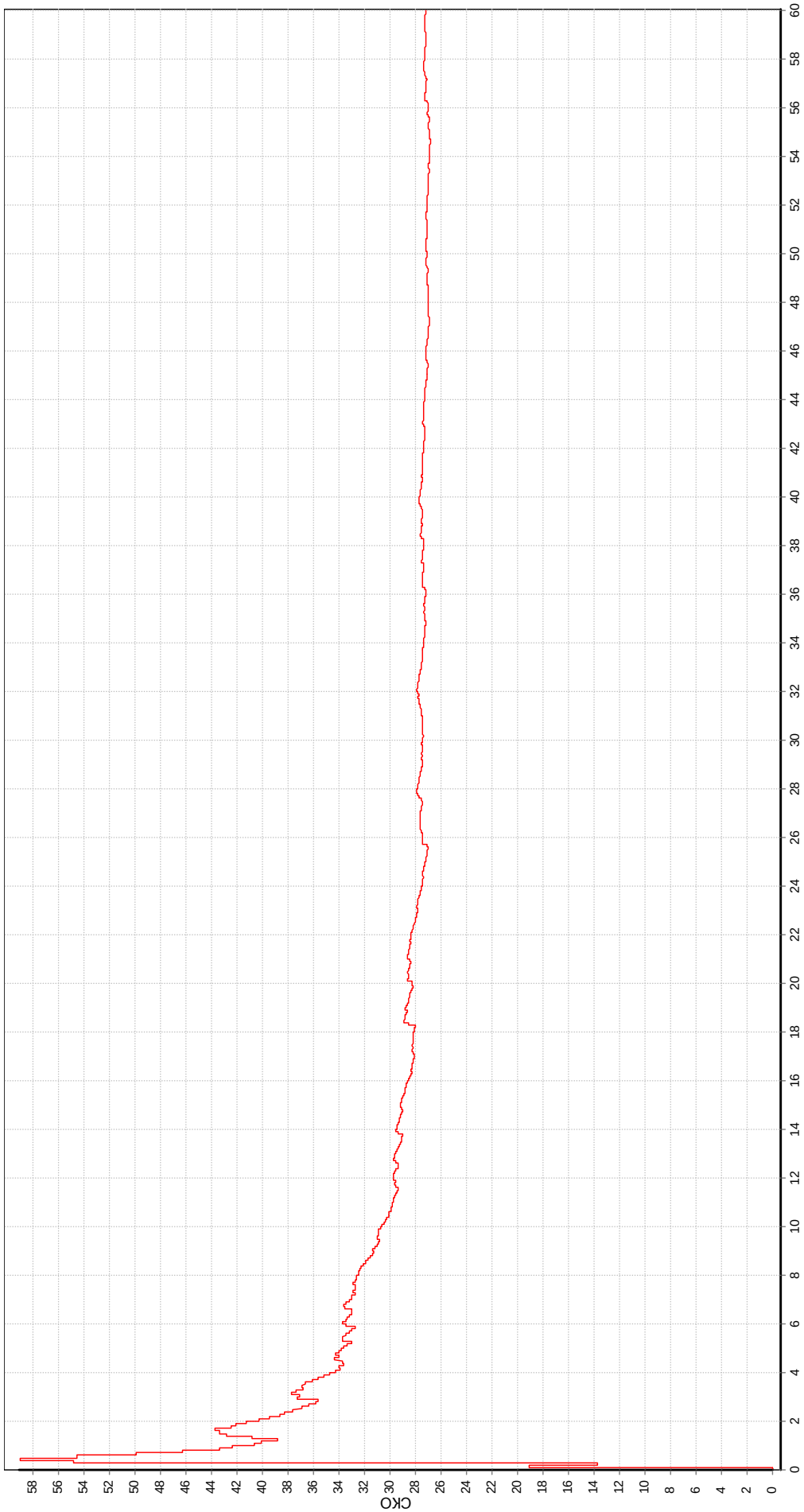


Рис. 5.21. Значение СКО в процессе сварки с адаптивным регулятором

5.4. Сравнительный анализ результатов натурных экспериментов и моделирования

В процессе исследований проводились эксперименты на базе инверторного сварочного аппарата Bestweld B160. На рис. 5.22-5.25 приведены данные при работе двух операторов. На рис. 5.26-5.27 показаны процессы при работе адаптивного регулятора. Все процессы в силу своей специфики имеют высокий уровень помех, поэтому проводилось усреднение по четырем данным. Анализ приведенных графиков показывает, что все процессы соответствуют нормальному закону распределения. Значение СКО без использования адаптивного регулятора лежит в пределах σ = 30±3. Включение адаптивного регулятора позволяет снизить СКО до уровня $\sigma \approx 20$.

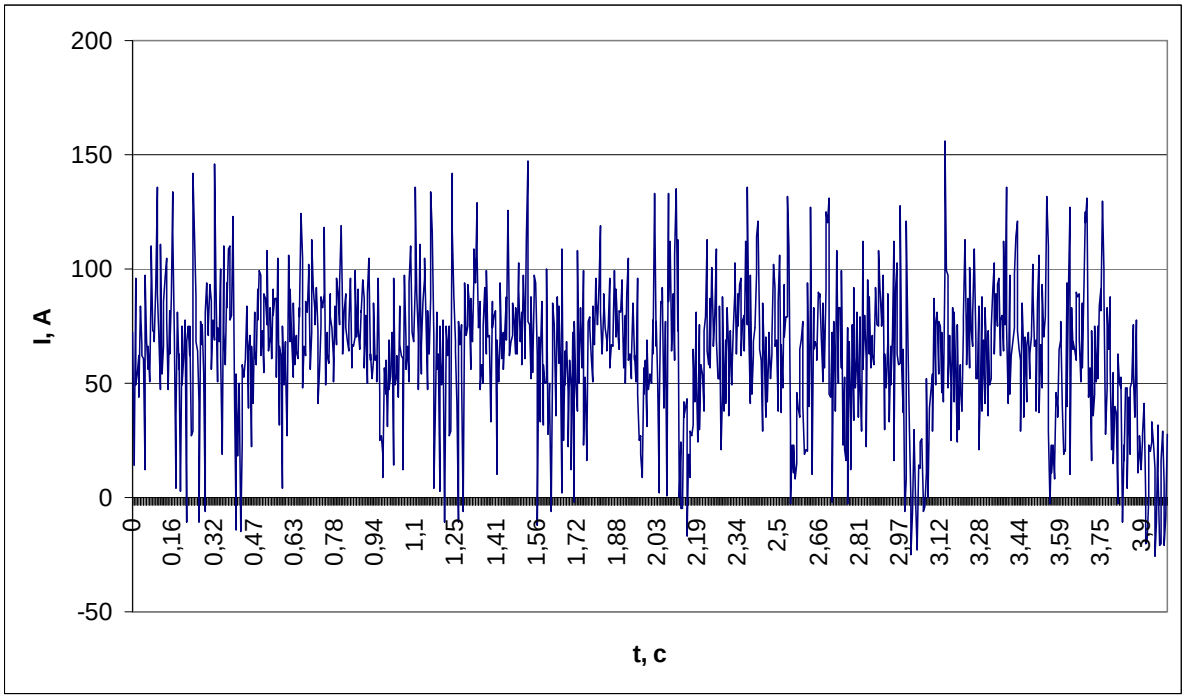


Рис. 5.22. График тока (первый оператор)

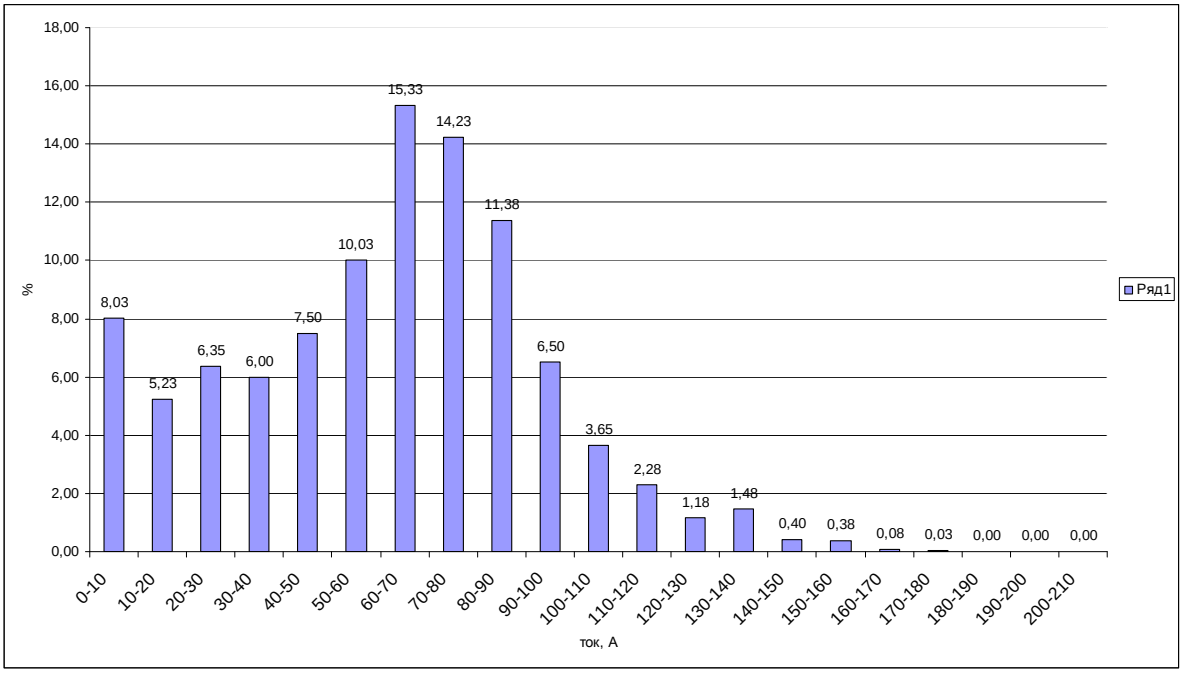


Рис. 5.23. Гистограмма распределения токов (первый оператор)

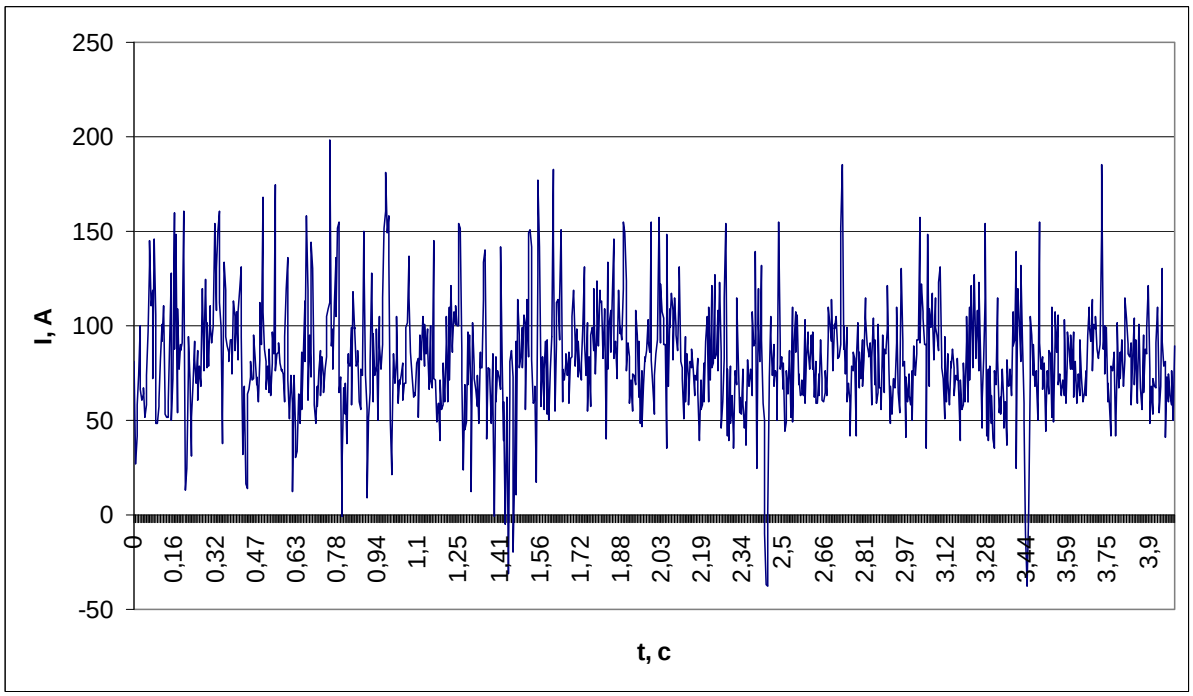


Рис. 5.24. График тока (второй оператор)

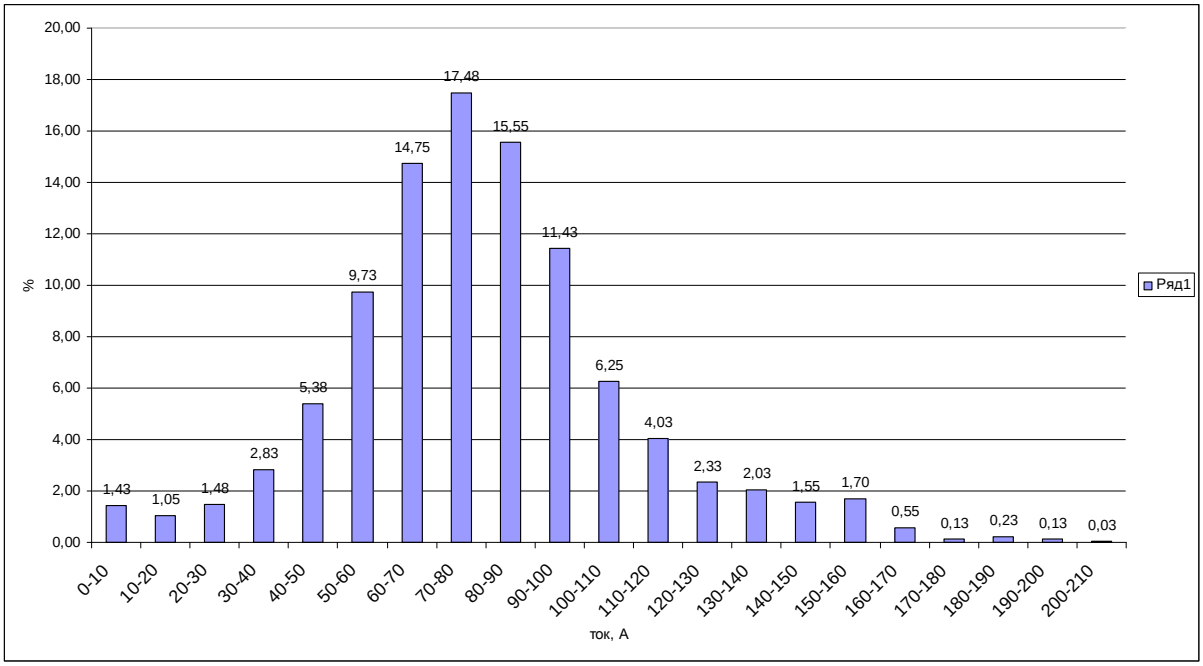


Рис. 5.25. Гистограмма распределения токов (первый оператор)

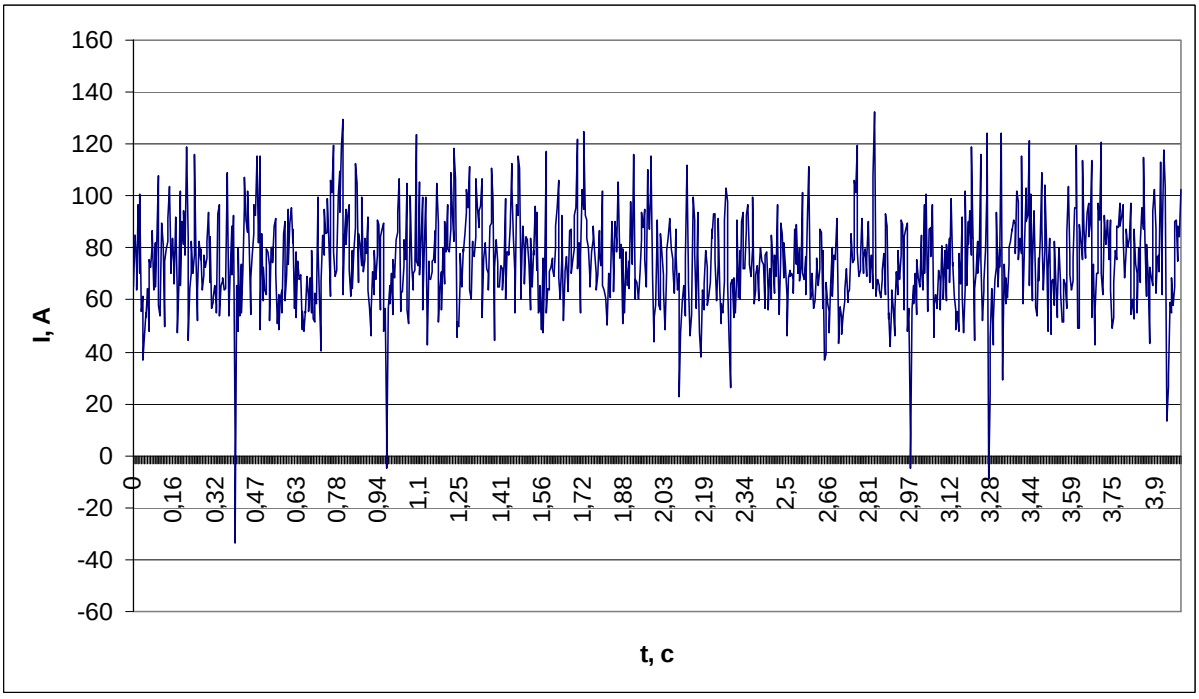


Рис. 5.26. График тока при работе адаптивного регулятора

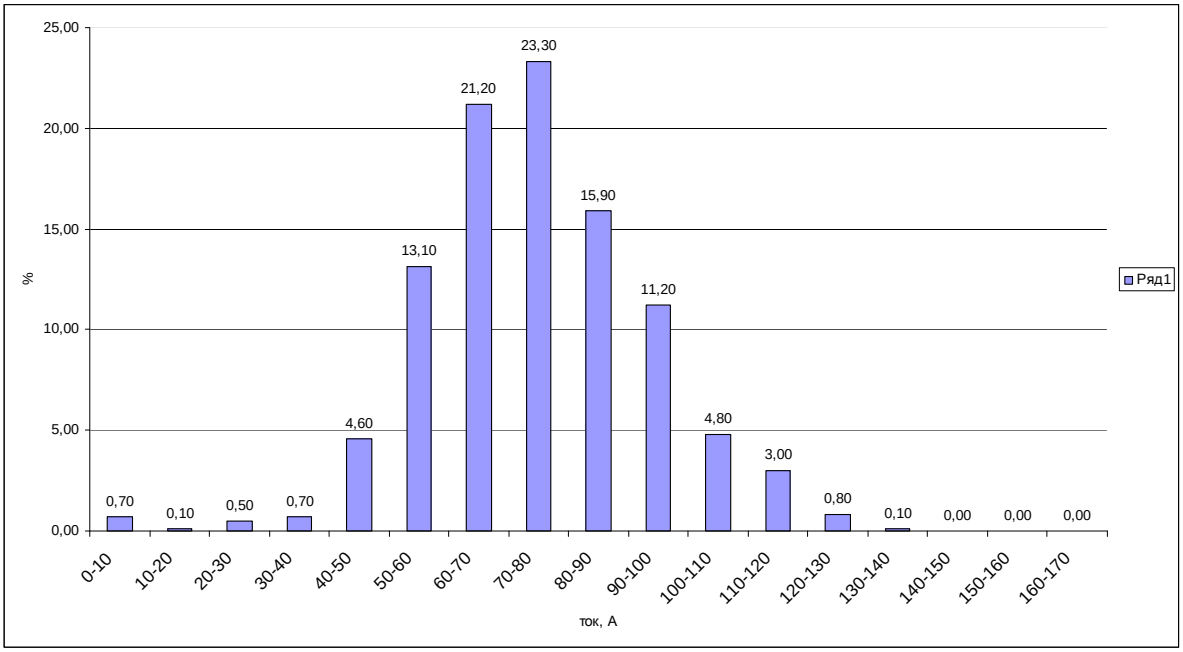


Рис. 5.27. Гистограмма распределения токов при работе адаптивного регулятора

Результаты вычислений математического ожидания M_X, дисперсии D_X, среднеквадратического отклонения σ_X, относительного значения среднеквадратического отклонения σ'_X для приведенных процессов отражены в таблице 5.3.

Таблица 5.3

Результаты вычислений

	Рис. 5.22	Рис. 5.24	Рис. 5.26
M_X	60,01	78,81	74,58
D_X	1153,85	909,95	354,389
σ_X	33,97	30,17	18,83
σ'_X	0,566	0,383	0,252

Исследуемая система также анализировалась на модели, структура которой описана ранее. На рис. 5.28, 5.29 приведены результаты моделирования без адаптивного регулятора, а на рис. 5.30, 5.31 с включенным регулятором. Как и в предыдущем случае проводилось усреднение.

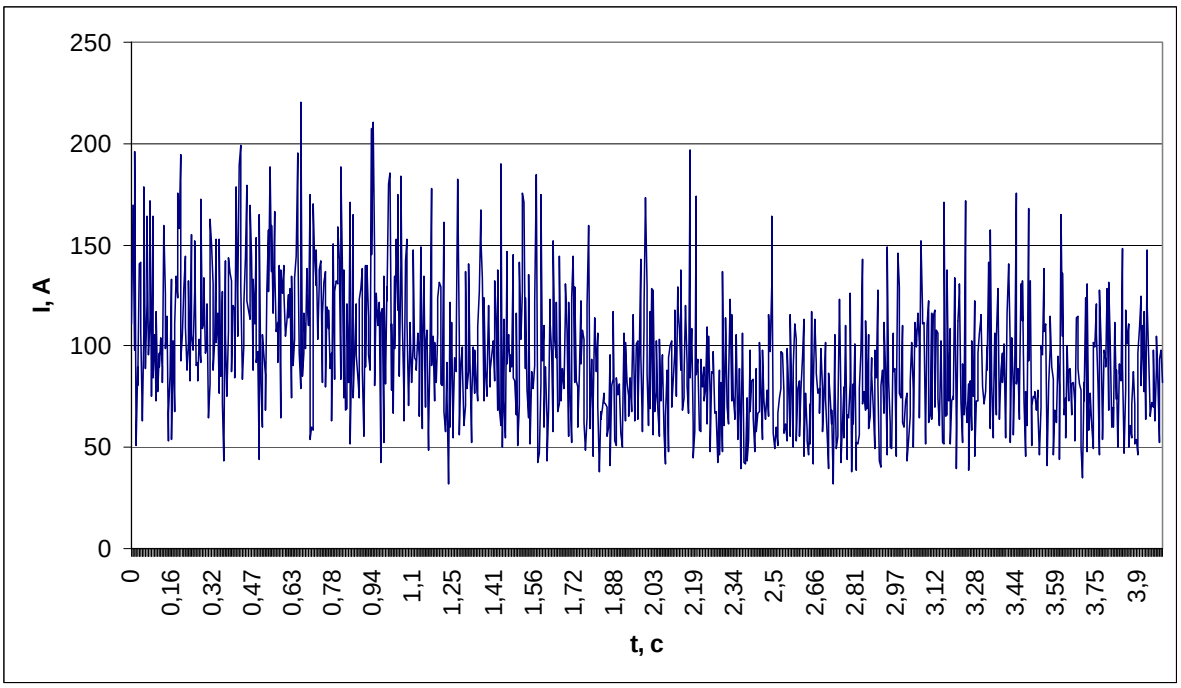


Рис. 5.28. График тока при моделировании работы сварки без адаптивного регулятора

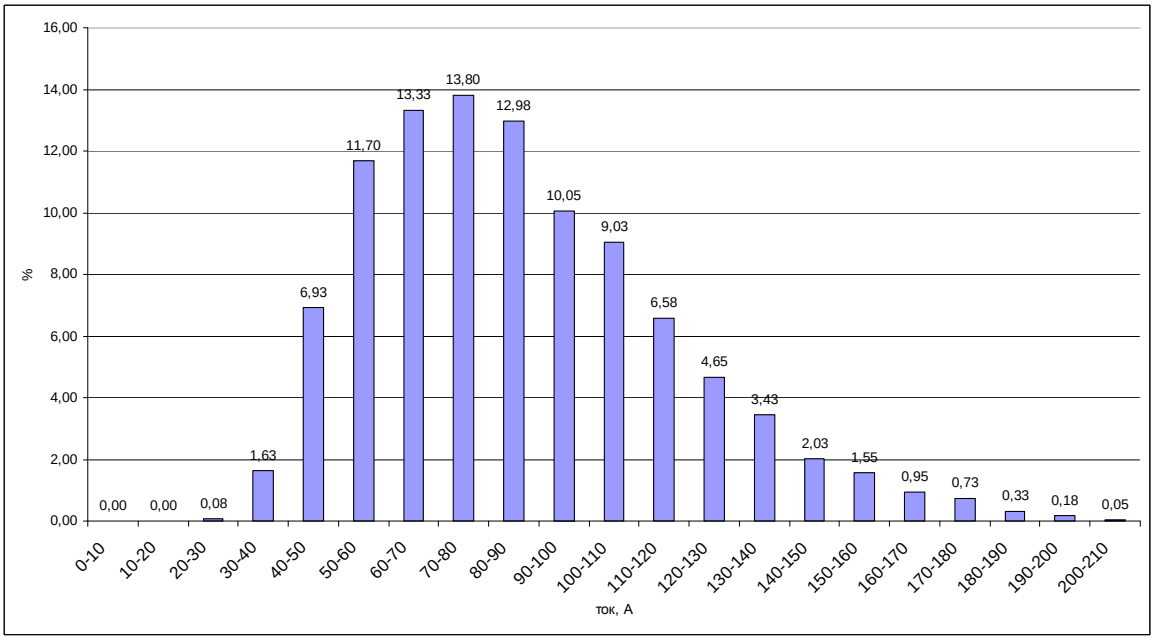


Рис. 5.29. Гистограмма распределения токов при моделировании сварки без адаптивного регулятора

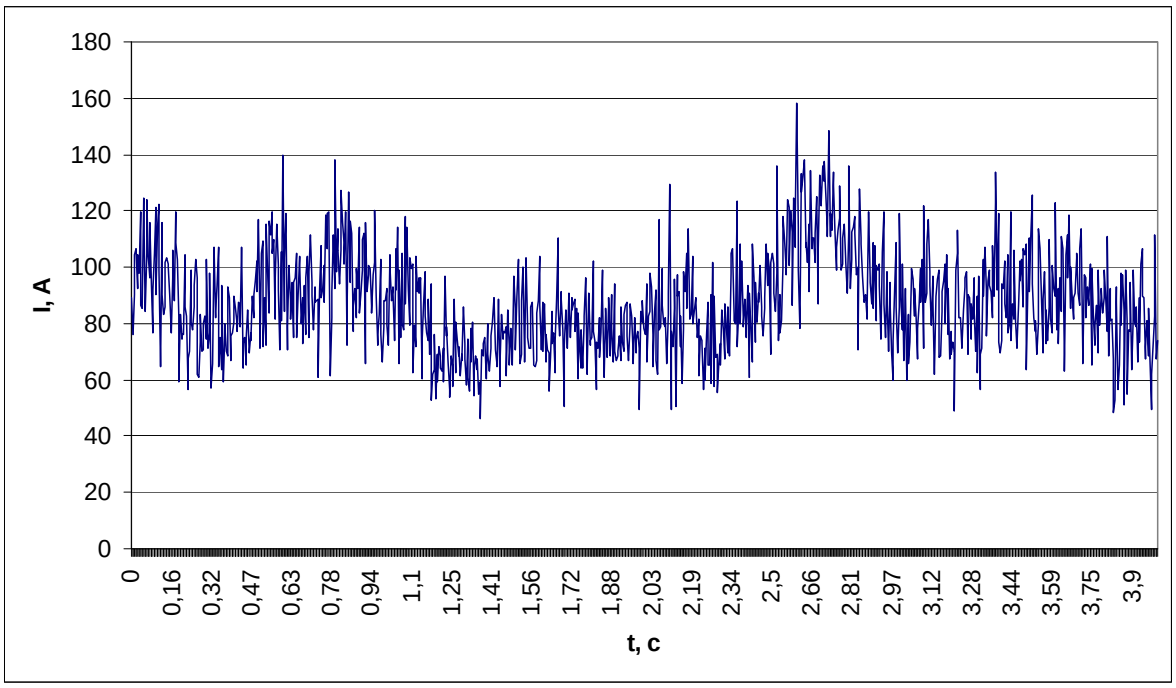


Рис. 5.30. График тока при моделировании работы сварки с адаптивным регулятором

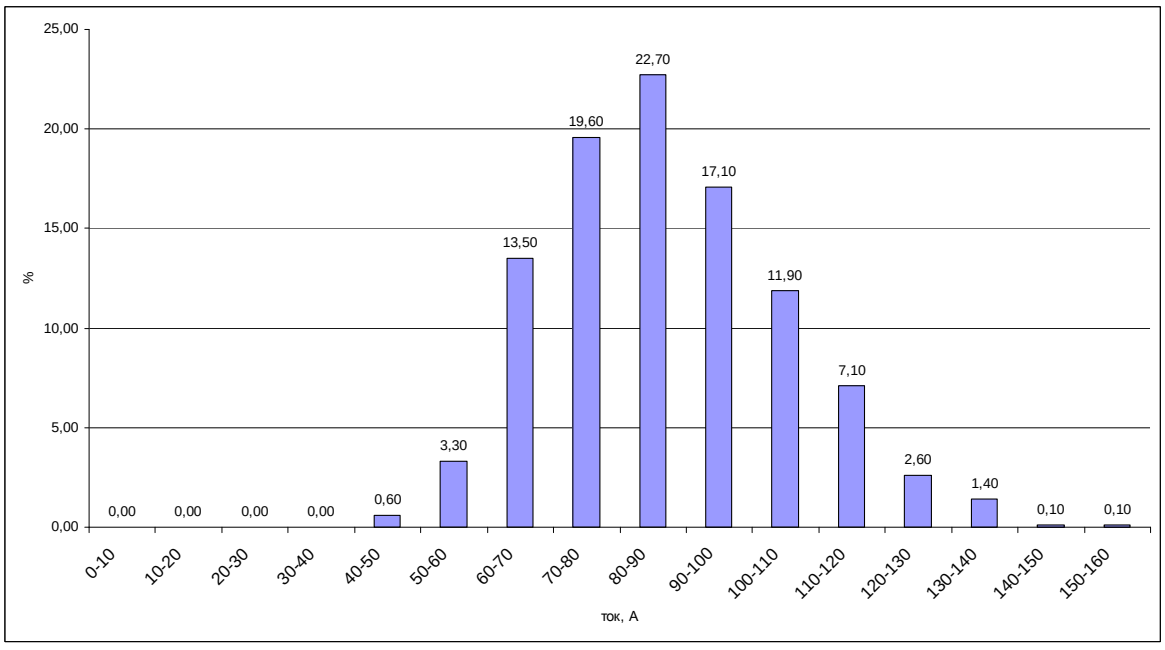


Рис. 5.31. Гистограмма токов при моделировании сварки с адаптивным регулятором

Результаты вычислений математического ожидания M_X, дисперсии D_X, среднеквадратического отклонения σ_X, относительного значения среднеквадратического отклонения σ'_X для приведенных процессов отражены в таблице 5.4.

Таблица 5.4

Результаты вычислений

	Рис. 5.28	Рис. 5.30
M_X	86,49	87,34
D_X	920,64	316,26
σ_X	30,34	17,78
$\sigma_X^{'}$	0,351	0,204

Сравнительный анализ графиков и гистограмм позволяет сделать вывод о высокой идентичности сравниваемых процессов (СКО, дисперсия, вид гистограмм).

Следует отметить, что в исследуемых процессах – низкий уровень стационарности. В процессе анализа определялся коэффициент корреляции между данными двух соседних кадров осциллограмм рис. 5.22 и 5.24. Его значение $r \approx 0{,}1 \pm 0{,}015$. Поэтому для сравнения экспериментальных данных моделирования коэффициент корреляции не использовался. В то же время результаты применения адаптивного регулятора в реальной схеме близки: значение σ снижается приблизительно на 30-35 %.

Известно [37], что энергопотребление оборудования можно оценить по значению эффективного тока. По полученным осциллограммам для трех режимов работы сварки были построены гистограммы токов (рис. 5.23, 5.25, 5.27), на основании которых найдены средние I_{CP} и эффективные $I_{ЭФ}$ значения токов (приведены в таблице 5.5).

Коэффициент $K_{ЭФ} = \dfrac{I_{CP}}{I_{ЭФ}}$ может характеризовать энергоэффективность сварочного процесса. Анализ показывает, что применение инвертора взамен сварочного трансформатора увеличивает $K_{ЭФ}$ приблизительно на 5%, а применение адаптивного

регулятора – еще на 4,5%. Кроме того, необходимо учитывать улучшение качества сварки при более стабильном токе.

Таблица 5.5

Значения параметров, определяющих эффективность сварочного процесса, для различных способов сварки

	Сварка трансформатором	Сварка инвертором	Сварка инвертором с адаптивным регулятором
$I_{ср}$	88,55	85,66	74,59
$I_{эф}$	97,78	92,79	77,05
$K_{эф}$	0,875	0,923	0,968

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В монографии рассмотрены системы управления электрической дугой постоянного тока для сталеплавильной печи и ручной электродуговой сварки. Разработана математическая модель дуги с учетом нелинейности этого звена. Разработаны модели для исследования систем управления током ДСППТ и ручной сварки.

Впервые созданы и описаны оригинальные элементы и структуры систем управления:

– устройство для управления режимом работы ДСППТ (патент РФ № 2436265);

– электрогидпропривод перемещения электрода с улучшенными характеристиками (минимизированы зона нечувствительности и пульсации исполнительного механизма) (патент РФ № 94243);

–устройство подавления колебаний силового тока ДСППТ (патент РФ № 2433576);

– адаптивный регулятор тока в системе электродуговой сварки (патент РФ № 2529871);

– однофазный полумостовой инвертор (патент РФ № 2470451);

– энергоэффективный мостовой транзисторный инвертор тока (патент РФ № 118138).

Особенностью рассматриваемых систем является наличие звеньев с переменными параметрами. Поэтому были разработаны структурные и принципиальные схемы САУ, отличающихся пониженной чувствительностью к изменяемым параметрам силовой цепи. Выполнен анализ работы этих схем при действии случайных сигналов. Отмеченные особенности исследуемых систем успешно корректируются узлами упреждающей коррекции.

Подробно рассмотрены основные устройства систем управления: гидроприводы, источники тока дуги, человек как элемент системы регулирования, высокочастотные инверторы, вычислители скорости и параметров случайных сигналов. В монографии

приводятся результаты моделирования и испытаний на реальных объектах. Выполнен статистический анализ процессов, протекающих в системах, и показана согласованность результатов математического моделирования и натурных экспериментов. На основе этих данных был проведен анализ предлагаемых решений, который показал их высокую энергоэффективность: для ДСППТ – 15%, для электродуговой сварки – 7-9%.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Адаптивные системы автоматического управления сложными технологическими процессами / под ред. Н. М. Александровского. – М. : «Энергия», 1973. – 272 с.

2. Акулов, А. И. Технология и оборудование сварки плавлением. Учебник для студентов вузов / А. И. Акулов, Г. А. Бельчук, В. П. Демянцевич. – М. : Машиностроение, 1977. – 432 с.

3. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы : Учеб. пособие для вузов по спец. «Автоматика и упр. в техн. системах» / А. Г. Александров. – М. : Высш. шк., 1989. – 263 с.

4. Александров, А. Г. Эксплуатация сварочного оборудования : Справочник рабочего / А. Г. Александров, И. И. Заруба, И. В. Пиньковский. – 3-е изд., перераб. и доп. – Киев : Будивэльник, 1990. – 224 с.

5. Барсов, И. Н. Теоретические основы электротехники / И. Н. Барсов. – М. : Энергоатомиздат, 1992. – 302 с.

6. Бальян, Р. Х. Тиристорные генераторы и инверторы / Р. Х. Бальян, М. А. Сиверс. – Л. : Энергоатомиздат. Ленигр. отд-ние, 1982. – 223 с.

7. Бар, В. И. Основы преобразовательной техники. Курс лекций / В. И. Бар. – Тольятти : ТГУ, 2002. – 108 с.

8. Бесекерский, В. А., Теория систем автоматического регулирования / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – М. : Наука, 1966. – 768 с.

9. Боровиков, М. А. Расчет быстродействующих систем автоматизированного электропривода и автоматики / М. А. Боровиков. – Саратов : Изд-во Саратовского университета, 1980. – 390 с.

10. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи : Учебник для вузов ж.-д. трансп. / А. Т. Бурков. – М. : Транспорт, 1999. – 464 с.

11. Вдовин, С. С. Проектирование импульсных трансформаторов / С. С. Вдовин. – Л. : Энергоатомиздат. Ленигр. отд-ние, 1991. – 208 с.

12. Власенко, А. Микромеханические датчики Analog Devices iMEMS: Эволюция продолжается / А. Власенко // Компоненты и технологии. – 2005. – №6. – С. 21–22.

13. Вознесенская, И. М. Основы теории ручной дуговой сварки : теоретические основы профессиональной деятельности : учебное пособие / И. М. Вознесенская ; под ред. С. В. Соколовой. – М. : Академкнига/Учебник, 2005. – 160 с.

14. Володин, В. Я. Современные сварочные аппараты своими руками / В. Я. Володин. – СПб. : Наука и техника, 2008. – 304 с.

15. Володин, В. Я. Создаем современные сварочные аппараты / В. Я. Володин. – М. : ДМК Пресс, 2011. – 352 с.

16. Воронов, А. А. Основы теории автоматического регулирования. Часть III. Оптимальные, многосвязные и адаптивные системы / А. А. Воронов. – Л. : «Энергия», 1970. – 328 с.

17. Воронов, А. А. Теория автоматического управления : учебник для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика». В 2-х ч. Ч. I. Теория линейных систем автоматического управления / Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др. ; под ред. А. А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1986. – 387 с.

18. Востриков, А. С. Теория автоматического регулирования : учебное пособие / А. С. Востриков, Г. А. Французова. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2003. – 364 с.

19. Гамынин, Н. С. Динамика быстродействующего гидравлического привода / Н. С. Гамынин, Ю. К. Жданов, А. Л. Климашин. – М. : Машиностроение, 1979. – 80 с.

20. Гельман, М. В. Преобразовательная техника : учебное пособие / М. В. Гельман, М. М. Дудкин, К. А. Преображенский. – Челябинск : Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425 с.

21. Глизманенко, Д. Л. Сварка и резка металлов / Д. Л. Глизманенко. – М. : Профтезиздат, 1985. – 448 с.

22. Гнеденко, Б. В. Курс теории вероятностей : учебник / Б. В. Гнеденко. – 8-е изд., испр. и доп. – М. : Едиториал УРСС, 2005. – 448 с.

23. Горбачев, Г.Н. Промышленная электроника : учебник для вузов / Г. Н. Горбачев, Е. Е. Чаплыгин ; под ред. В. А. Лабунцова. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.

24. ГОСТ 24376-91. Инверторы полупроводниковые. Общие технические условия. – М. : Изд-во стандартов, 1991. – 30 с.

25. Готтлиб, И. М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы / И. М. Готтлиб ; пер. с англ. под ред. С. А. Лужанского. – М. : Постмаркет, 2000. – 552 с.

26. Гурский, Е. И. Теория вероятностей с элементами математической статистики: учебное пособие для вузов / Е. И. Гурский. – М. : «Высшая школа», 1971. – 328 с.

27. Дедюх, Р. И. Теория сварочных процессов. Физические и технологические свойства электросварочной дуги : учебное пособие / Р. И. Дедюх. – Томск : Изд-во ТПУ, 2002. – 92 с.

28. Доманов, В. И. Автоматизированная система повышения энергоэффективности дуговой плавильной установки / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2010. №7. – С. 10–12.

29. Доманов, В. И. Автоматическая система управления дуговой плавильной печи / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин, И. Ю. Муллин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2010. №4. – С. 10–12.

30. Доманов, В. И. Влияние случайных сигналов на работу системы регулирования тока дуговой плавильной установки / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Приводная техника. – 2010. №6. – С. 16–19.

31. Доманов, В. И. Динамические режимы системы регулирования тока дуговой плавильной печи / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Известия Тульского государственного университета, Технические науки. – 2010. №3. – С. 33–37.

32. Доманов, А. В. Анализ и синтез системы управления сварочным инвертором / А. В. Доманов, В. И. Доманов, А. В. Мишин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2013. – №10. – С. 3–8.

33. Доманов, В. И. Анализ системы управления инвертором тока / В. И. Доманов, А. В. Доманов, А. В. Мишин // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2012. – №1. – С. 9–12.

34. Доманов, В. И. Анализ чувствительности системы автоматического управления дуговыми плавильными установками / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Электротехника. – 2010. – №10. – С. 58–62.

35. Доманов, В. И. Исследование и синтез системы управления сварочного инвертора / В. И. Доманов, А. В. Доманов, Р. Н. Багаутдинов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2011. – №8. – С. 5–8.

36. Доманов, В. И. Разработка системы управления электросварочным оборудованием / В. И. Доманов, А. В. Доманов, А. В. Мишин // Сварочное производство. – 2015. – №4. – С. 25–28.

37. Доманов, В. И. Анализ энергоэффективности ручной электродуговой сварки с различными источниками тока / В. И. Доманов, А. В. Доманов, А. В. Мишин // Автоматизация. Современные технологии. – 2017. – №10. – Том 71. – С. 438–441.

38. Доманов, В. И. Снижение чувствительности системы управления дуговой сталеплавильной печи к параметрическим возмущениям / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Сборник статей XII Международной НТК «Информационно-

вычислительные технологии и их приложения» – Пенза : МНИЦ, 2010. – с.63–66.

39. Доманов, В. И. Электрогидропривод дорожно-строительных машин / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2010. №5–6. – С. 46–49.

40. Доманов, В. И. Анализ чувствительности системы автоматического управления дуговыми плавильными установками / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Электротехника. – 2010. №10. – С. 58–62.

41. Доманов, В. И. Выбор элементов и анализ АСУ дуговой плавильной установки / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2011. – №5. – С. 37–42.

42. Доманов, В. И. Синтез и сравнение датчиков скорости перемещения электрода дуговой печи / В. И. Доманов, А. В. Доманов, К. Е. Карпухин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – №7. – С. 43–45.

43. Дорф, Р., Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. – М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832 с.

44. Елизаров, К. А. Совершенствование электрогидравлического регулятора мощности дуговой печи постоянного тока: дис. канд. техн. наук: 05.09.10 / Елизаров Константин Александрович. – М., 2010. – 125 с.

45. Жданкин, В. Транзисторные инверторы : характеристики, структурные схемы, рекомендации по применению / В. Жданкин // Современные технологии автоматизации. – 2004. – №3. – С. 6–14.

46. Зинин, Ю. Мостовая схема тиристорного инвертора тока для установок индукционного нагрева металлов / Ю. Зинин, И. Рахимова // Силовая электроника. – 2009. – №3. – С. 66–74.

47. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.

48. Иванова, С. Г. Теоретические основы электротехники. : конспект лекций / С. Г. Иванова, В. В. Новиков. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008.

49. Ишматов, З. Ш. Микропроцессорное управление электроприводами и технологическими объектами. Полиноминальные методы / З. Ш. Ишматов. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2008. – 278 с.

50. Казаков, В. Новые модульные трансформаторы / В. Казаков // Компоненты и технологии. – 2006. – №8. – С. 67–70.

51. Калашников, Б. Е. Системы управления автономными инверторами / Б. Е. Калашников, С. О. Кривицкий, И. И. Эпштейн. – М. : «Энергия», 1974. – 104 с.

52. Каширских, В. Г. Теория автоматического управления : в 2 ч. Ч. 2. Нелинейные и специальные системы : Учеб. пособие / В. Г. Каширских. – Кемерово, 2004. – 98 с.

53. Кожеуров, В. Н. Повышение точности системы управления приводом перемещения электродов дуговой сталеплавильной печи за счет позиционирования нелинейной характеристики регулятора / В. Н. Кожеуров. – Екатеринбург : ГОУ ВПО «Уральский государственный технический университет – УПИ», 2007.

54. Кобелев, Ф. Г. Как сделать сварочные аппараты своими руками / Ф. Г. Кобелев. – СПб. : Наука и техника, 2011. – 304 с.

55. Корякин-Черняк, С. Л. Краткий справочник сварщика / С. Л. Корякин-Черняк. – СПб. : Наука и Техника, 2011. – 288 с.

56. Красовский, А. А. Основы автоматики и технической кибернетики / А. А. Красовский, Г. С. Поспелов. – М. : Госэнергоиздат, 1962. – 600 с.

57. Кулинич, Ю. М. Электронная и преобразовательная техника : учебное пособие / Ю. М. Кулинич. – Хабаровск : Изд-во ДВГУПС, 2008. – 175 с.

58. Лазарева, Т. Я. Основы теории автоматического управления : учебное пособие. / Т. Я. Лазарева, Ю. Ф. Мартемьянов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2004. – 352 с.

59. Лесков, Г. И. Электрическая сварочная дуга / Г. И. Лесков. – М. : Машиностроение, 1970. – 335 с.

60. Лондон, С. Е. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам / С. Е. Лондон, С. В. Томашевич. – М. : Радио и связь, 1984 . – 216 с.

61. Лупачев, В. Г. Ручная дуговая сварка : учебник / В. Г. Лупачев. – Минск : Изд-во «Вышэйшая школа», 2006. – 416 с.

62. Луценко, Ю. Ю. Влияние скин-эффекта на электродинамические характеристики высокочастотного факельного разряда / Ю. Ю. Луценко, Е. П. Зеленецкая, В. А. Власов // Известия Томского политехнического университета. Серия «Математика и механика». – 2013. – №2. – С. 95–100.

63. Малышев, Б. Д. Ручная дуговая сварка / Б. Д. Малышев, В. И. Мельник, И. Г. Гетия. – М. : Стройиздат, 1990. – 320 с.

64. Матвеев, А. Н. Электричество и магнетизм : учебное пособие / А. Н. Матвеев. – М. : Высш. школа, 1983. – 463 с.

65. Мелешин, В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – М. : Техносфера, 2005. – 632 с.

66. Мельник, М. М. Высокочастотный сварочный аппарат. Мастерская радиолюбителя. Выпуск 35 / М. М. Мельник. – М. : Изд-во ЗМ, 2003. – 24 с.

67. Методы классической и современной теории автоматического управления : учебник в 3-х т. Т. 1: Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления / под ред. Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 748 с.

68. Методы классической и современной теории автоматического управления : учебник в 3-х т. Т.2: Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического

управления / под ред. Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 736 с.

69. Методы классической и современной теории автоматического управления : учебник в 3-х т. Т.3: Методы современной теории автоматического управления / под ред. Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 748 с.

70. Милютин, В. С. Источники питания для сварки / В. С. Милютин, М. П. Шалимов, С. М. Шанчуров. – М. : Айрис-пресс, 2007. – 377 с.

71. Миронов, С. Инверторные источники питания для дуговой сварки / С. Миронов // Сварочное производство. – 2003. – № 4. – С. 41–43.

72. Миронов, Ю. М. Об оптимизации электрических режимов и параметров дуговых сталеплавильных печей / Ю. М. Миронов // Электрометаллургия, №9. – С. 25–32.

73. Миронов, Ю. М. Передаточные функции электрической цепи электрометаллургической печи как элемента системы управления / Ю. М. Миронов // Электричество. 1978. – №8. – С. 88–91.

74. Миронов, Ю. М. Теоретическая электротехника электрических электродных печей: учебное пособие / Ю. М. Миронов. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1997. – 232 с.

75. Миронова, А. Н. Энерготехнологическая эффективность дуговых сталеплавильных печей: учебное пособие / А. Н. Миронова, Ю. М. Миронов ; под ред. Ю. М. Миронова. – Чебоксары: ЧГУ, 1999. – 154 с.

76. Мишин, А. В. Универсальные инверторные источники тока / А. В. Мишин, Н. В. Мишин // Материалы 17 Всеукраинской студенческой научно-технической конференции. – Севастополь, 2012. – С. 84–85.

77. Москатов, Е. А. Источники питания / Е. А. Москатов. – СПб. : Изд-во «Корона-Век», 2011. – 208 с.

78. Мухеджи, П. Оптимальная эффективность : расчет потерь ферритовых сердечников / П. Мухеджи ; пер. О. Гнеушев // Силовая электроника. – 2009. – №4. – С. 86–88.

79. Мэк, Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению / Р. Мэк ; пер. с англ. – М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. – 272 с.

80. Немцов, М. В. Электротехника и электроника / М. В. Немцов, М. Л. Немцова. – М. : Академия, 2010. – 432 с.

81. Нестеренко, Ю. В. Теория чисел : учебник для студ. высш. учеб. заведений / Ю. В. Нестеренко. – М. : Академия, 2008. – 272 с.

82. Новикова, Н. М. Байесовский механизм принятия решений человеком-оператором / Н. М. Новикова // Вестник ВГУ. Серия : Системный анализ и информационные технологии. – 2006. – № 2. – С. 119–124.

83. Окороков, Н. В. Дуговые сталеплавильные печи / Н. В. Окороков. – М.: Металлургия, 1971. – 334 с.

84. Пат. 94293 Российская Федерация, МПК51, F 15 B 9/12. Электрогидравлическая система управления / Доманов В.И., Доманов А.В., Карпухин К.Е., заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет». – №2009140242 ; заявл. 30.10.2009 ; опубл. 20.05.2010, Бюл. №14.

85. Пат. 2433576 Российская Федерация, МПК51, H 05 B 7/148. Устройство подавления колебаний силового тока дуговой сталеплавильной печи / Доманов В.И., Доманов А.В., Карпухин К.Е., заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет». – № 2010129136/07 ; заявл. 13.07.2010 ; опубл. 10.11.2011, Бюл. №31.

86. Пат. 2436265 Российская Федерация, МПК51, H 05 B 7/148. Устройство для управления электрическим режимом дуговой сталеплавильной печи / Доманов В.И., Доманов А.В., Карпухин К.Е.,

заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Ульяновский государственный технический университет». – № 2010129094/07 ; заявл. 13.07.2010 ; опубл. 10.12.2011, Бюл. №34.

87. Пат. 97880 Российская федерация, МПК H02J 7/10. Малогабаритное зарядное устройство [Текст] / Доманов В. И., Доманов А. В., Мишин А. В.; заявитель и патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Ульяновский государственный технический университет». – №2010114696/07 ; заявл. 13.04.2010 ; опубл. 20.09.2010.

88. Пат. 2470451 Российская федерация, МПК H02M 7/5387. Однофазный полумостовой транзисторный инвертор [Текст] / Доманов В. И., Мишин А. В.; Мишин Н. В., заявитель и патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Ульяновский государственный технический университет». – № 2011144255/07 ; заявл. 01.11.2011 ; опубл. 20.12.2012.

89. Пат. 2529871 Российская федерация МПК H02M 7/00, H02M 7/538. Адаптивный регулятор сварочного тока [Текст] / Доманов В. И., Мишин А. В.; Доманов А. В., заявитель и патентообладатель ООО «Центр энергетических технологий». – № 2013127694/07 ; заявл. 18.06.2013 ; опубл. 10.10.2014.

90. Пат. 118138 Российская федерация МПК H02M 7/538. Энергоэффективный мостовой транзисторный инвертор тока [Текст] / Доманов В. И., Доманов А. В., заявитель и патентообладатель ООО «Центр энергетических технологий». – №2013127694/07 ; заявл. 20.02.2012 ; опубл. 10.07.2012, Бюл. №29.

91. Петров, С. Методы регулированиям и стабилизации тока нагрузки сварочных инверторов / С. Петров // Силовая электроника. – 2008. – №4. – С. 67–73.

92. Пешков, В. В. Сварка – введение в специальность / В. В. Пешков и др. ; под ред. В. А. Фролова. – Воронеж, 2002. – 213 с.

93. Рама, Р. С. Основы силовой электроники / Р. С. Рама ; пер. с англ. В. В. Масалова. – М. : Техносфера, 2006. – 288 с.

94. Растригин, Л. А. Адаптация сложных систем / Л. А. Растригин. – Рига : Зинатне, 1981. – 375 с.

95. Растригин, Л.А. Системы экстремального управления / Л. А. Растригин. – М. : Изд-во «Наука», 1974. – 632 с.

96. Рег, Дж. Промышленная электроника / Дж. Рег. – М. : ДМК Пресс, 2011. – 1136 с.

97. Розенвассер, Е. Н. Чувствительность систем автоматического управления / Е. Н. Розенвассер, Р. М. Юсупов. – Л. : Энергия, 1969. – 208 с.

98. Ротач, В. Я. Теория автоматического управления: учебник для вузов / В. Я. Ротач. – 5-е изд., перераб. и доп. – М. : Издательский дом МЗИ, 2008. – 396 с.

99. Рубцов, В. П. Исследование устойчивости зажигания и горения дуги в электропечах постоянного тока / В. П. Рубцов // Электричество. – 2010. – №3. – С. 40–46.

100. Сапко, А. И. Исполнительные механизмы регуляторов мощности дуговых электропечей / А. И. Сапко. – М. : Энергия, 1980. – 136 с.

101. Свенчанский, А. Д. Автоматическое регулирование электрических печей / А. Д. Свенчанский, К. Д. Гуттерман. – М. : Энергия, 1965. – 480 с.

102. Свенчанский, А. Д. Автоматическое управление электротермическими установками: учебник для вузов / А. Д. Свенчанский. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.

103. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2009612707 РФ. Программа пропорционального

управления гидроцилиндрами. 03.04.2009; зарегистрирована 28.05.2009.

104. Свидетельство о государственной регистрации программ ЭВМ № 2015617048 Российская федерация. Программа адаптивного регулятора системы управления сварочным инвертором / Доманов В.И., Доманов А.В., Мишин А.В., правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Ульяновский государственный технический университет». – № 2015613887 ; заявл. 12.05.2015, опубл. 20.07.2015.

105. Сеа, Ж. Оптимизация. Теория и алгоритмы / Ж. Сеа ; пер. с фр. Л. Г. Гурина ; под ред. А. Ф. Кононенко, Н. Н. Моисеева. – М. : Изд-во «МИР», 1973. – 244 с.

106. Сечин, В. И. Проектирование силовых трансформаторов : учебное пособие / В. И. Сечин. – Хабаровск : Изд-во ДВГУПС, 2005. – 139 с.

107. Сидиренко, М. Ф. Автоматизация и механизация электросталеплавильного и ферросплавного производств / М. Ф. Сидоренко, А. И. Косырев. – М. : Металлургия, 1975. – 272 с.

108. Сидоров, И. Н. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники : справочник / И. Н. Сидоров, А. А. Христинин, С. В. Скорняков. – М. : Радио и связь, 1989. – 384 с.

109. Сисоян, Г. А. Электрическая дуга в электрической печи / Г. А. Сисоян. – М. : Металлургия, 1974. – 304 с.

110. Соколов, В. И. Определение передаточных функций электрогидравлического следящего привода оборудования для обработки давлением / В. И. Соколов, Т. Я. Таванюк. – Вестник Восточноукраинского национального университета имени Владимира Даля, 2011. – №11, – С. 7.

111. Солодовников, В. В. Теория сложности и проектирование систем управления / В. В. Солодовников, В. И. Тумаркин. – М. : Наука, 1990. – 168 с.

112. Солодовников, В. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования / В. В. Солодовников, В. Н. Плотников, А. В. Яковлев. – М. : Машиностроение, 1985. – 536 с.

113. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А. А. Красовского. – М. : Наука, 1987. – 717 с.

114. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга 1. Математическое описание, анализ устойчивости и качества систем автоматического регулирования / под ред. В. В. Солодовникова. – М. : Машиностроение, 1967. – 770 с.

115. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга 2. Анализ и синтез линейных непрерывных и дискретных систем автоматического регулирования / под ред. В. В. Солодовникова. – М. : Машиностроение, 1967. – 682 с.

116. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга 3. Часть I. Теория нестационарных, нелинейных и самонастраивающихся систем автоматического регулирования / под ред. В. В. Солодовникова. – М. : Машиностроение, 1969. – 608 с.

117. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга 3. Часть II. Теория нестационарных, нелинейных и самонастраивающихся систем автоматического регулирования / под ред. В. В. Солодовникова. – М. : Машиностроение, 1969. – 608 с.

118. Тихонов, А. Н. Уравнения математической физики / А. А. Тихонов, А. А. Самарский. – М. : Наука, 1977. – 742 с.

119. Треппшу, А. Улучшенная система регулирования напряжения для электродуговой печи постоянного тока / А. Треппшу, К. Крюгер, Р. Кюн // Черные металлы. – 2008. – №2. – С. 24–30.

120. Хохлов, В. А. Электрогидравлический следящий привод / В. А. Хохлов. – М.: Наука, 1966.

121. Хохлов, В. А. Электрогидравлические следящие системы / В. А. Хохлов, В. Н. Прокофьев и др.; под ред. В. А. Хохлова. – М. : Машиностроение, 1971. – 431 с.

122. Цибулевский, И. Е. Человек как звено следящей системы / И. Е. Цибулевский. – М. : Главная редакция физико-математической литературы, 1981. – 288 с.

123. Цишевский, В. П. Механизмы и приводы электрических печей / В. П. Цишевский. – М. : МЭИ, 1973. – 197 с.

124. Черненко, А. Н. Обобщенная модель печной и сварочной дуги / А. Н. Черненко // Вектор науки ТГУ. – 2011. – №3(17). – С. 68–70.

125. Шароватов, В. Т. Обеспечение стабильности показателей качества автоматических систем / В. Т. Шароватов. – Л. : Энергоатомиздат, 1987. – 176 с.

126. Шишмарев, В. Ю. Основы автоматического управления : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В. Ю. Шишмарев. – М. : Академия, 2008. – 352 с.

127. Domanov, V. I. Analysis of Sensitivity of Automattic Control System for Arc Melting Plant / V. I. Domanov, A. V. Domanov, K. E. Karpukhin // Russian Electrical Engineerinng. 2010. Vol. 81, №10. P. 568–571.

128. Cheng, K. W. E. Calculation of winding losses in high-frequency toroidal inductors using multistrand conductors / K. W. E. Cheng, P. D. Evans // IEE Proc.-Electron. Power Applicat. – 1995. – Vol. 142. – P. 313–322.

129. Dale, M. E. General Comparison of Power Loss in Single-Layer and Multi-Layer Windings / M. E. Dale, C. R. Sullivan // IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 2005. – P. 582–589.

130. Dowell, P. L. Effect of eddy currents in transformer windings / P. L. Dowell // IEE Proc. – 1966. – Vol. 113, №8. – P. 1387–1394.

131. Hurley, W. G. Optimized transformer design: Inclusive of high frequency effects / W. G. Hurley, W. Wölfle, J. G. Breslin // IEEE Trans. Power Electron. – 1998. – Vol. 13, P. 651–659.

132. Hurley, W. G. Optimizing the ac resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms / W. G. Hurley, E. Gath, J. G. Breslin // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, №2. – P. 369–376.

133. Meritt, H. E. Hydraulic control systems / H. E. Meritt. – New York, London, Sydney : John Willey & Sons Inc., 1991.

134. Li, J. Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms / J. Li, T. Abdallah, C. R. Sullivan // EEE Industry Applications Society Annual Meeting. – 2001. – P. 2203–2210.

135. Petkov, R. Optimum Design of a High-Power, High-Frequency Transformer / R. Petkov // IEEE Transactions on power electronics. –1996. – Vol. 11, №1. – P. 33–42.

136. Podoltsev, A. D. Analysis of effective resistance and eddycurrent losses in multiturn winding of high-frequency magnetic components / A. D. Podoltsev // IEEE Transactions on Magnetics. – 2003. – Vol. 39, №1. – P. 539–548.

137. Skutt, G. R. Characterizing high-frequency effects in transformer windings - a guide to several significant articles / G. R. Skutt [et al.] // Journal of Circuits, Systems, and Computers. – 1996. – Vol. 5, P. 373–385.

138. Sullivan, C. Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding / C. Sullivan // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1999. – Vol. 14, №2. – P. 283–291.

139. Sullivan, C. R. Design of microfabricated transformers and inductors for high-frequency power conversion / C. R. Sullivan, S. R. Sanders // IEEE Trans. Power Electron. – 1996. – vol. 11. – P. 228–238.

140. Xi, N. An improved calculation of proximity effect loss in high frequency windings of round conductors / N. Xi, C. R. Sullivan // PESC03. – 2003. – Vol. 2. – P. 853–860.

141. Xi, N. Simplified High-Accuracy Calculation of Eddy-Current Loss in Round-Wire Windings / N. Xi, C. R. Sullivan // IEEE Power Electronics Specialists Conference. – Aachen, 2003. – P. 873–879.

Научное издание

ДОМАНОВ Виктор Иванович, ДОМАНОВ Андрей Викторович,
КАРПУХИН Константин Евгеньевич,
МИШИН Алексей Владимирович

Разработка и исследование систем управления током электрической дуги

Редактор Хисматуллина О. Ф.
ЛР № 020640 от 22.10.97
Подписано в печать 24.09.2018. Формат 60×84/16.
Усл. печ. л. 14,18. Тираж 100 экз. Заказ 718. .
ЭИ № 1149. Объем данных 5,6 Мб

Ульяновский государственный технический университет
432027, г. Ульяновск, ул. Сев. Венец, д. 32

ИПК «Венец» УлГТУ, 432027, г. Ульяновск, ул. Сев. Венец, д. 32
Тел.: (8422) 778-113
E-mail: venec@ulstu.ru
venec.ulstu.ru